

I

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE
ACOPLAMENTOS INDUTIVOS *WIRELESS* UTILIZANDO SOFTWARE
DE ELEMENTOS FINITOS**

TATIANA SAVIATO MACEDO

**VITÓRIA, ES
2019**

TATIANA SAVIATO MACEDO

**ESTUDO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE
ACOPLAMENTOS INDUTIVOS *WIRELESS* UTILIZANDO SOFTWARE
DE ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: **Prof. Dr. Walbermark Marques Dos Santos**

**VITÓRIA, ES
2019**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE
ACOPLAMENTOS INDUTIVOS *WIRELESS* UTILIZANDO SOFTWARE
DE ELEMENTOS FINITOS**

Autora: Tatiana Saviato Macedo

Composição da banca examinadora:

Profa. Dra. Eliete Maria de Oliveira Caldeira - Examinador Externo

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Profa. Dra. Marcia Helena Moreira Paiva - Examinador Externo

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Profa. Dra. Jussara Farias Fardin - Examinador Interno

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Examinador Interno

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Prof. Dr. Walbermark Marques Dos Santos - Orientador

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Vitória, junho de 2019

DEDICATÓRIA

A Manuel, infinita fonte de luz, esperança e alegria.

AGRADECIMENTOS

EPÍGRAFE

*“Milagres não são contrários à natureza,
mas apenas contrários ao que entendemos sobre a natureza.”*

Santo Agostinho

RESUMO

A transferência indutiva de potência tem sido objeto de um número crescente de pesquisas nos últimos anos. Esse avanço foi impulsionado pela conveniência e segurança que essa tecnologia oferece para uma ampla gama de aplicações. Este trabalho apresenta uma análise dos parâmetros dos sistemas de bobinas utilizados para transferência indutiva de potência. Para calcular esses parâmetros foi utilizado um software de elementos finitos, cujos resultados das simulações são demonstrados graficamente. Duas geometrias de bobinas, circular e quadrada, foram consideradas para avaliar o comportamento do campo magnético em condições de variação da distância entre as bobinas e os desalinhamentos laterais das mesmas. O estudo também analisou teoricamente a influência do uso de blindagem eletromagnética no desempenho dos sistemas de transferência indutiva e concluiu que o uso da blindagem melhora em até 62% o fator de acoplamento, e seu efeito é maior nas bobinas quadradas, apesar da bobina circular apresentar um fator de acoplamento maior mesmo com a blindagem. Para validar os resultados teóricos, esses foram comparados com dados experimentais de um protótipo. A análise comparativa demonstrou que o uso de ferramentas de elementos finitos é válido para o cálculo dos parâmetros e a análise do comportamento do campo magnético, inclusive em condições de desalinhamentos espaciais entre as bobinas. Os resultados tanto teóricos quanto experimentais demonstraram que para garantir maiores níveis de potência transferida à carga, as dimensões das bobinas devem ser entre duas e três vezes a distância entre elas. Nessa faixa de distância o fluxo magnético entre as bobinas atinge seu ponto máximo. Neste trabalho foi observado que para sistemas estáticos de transferência indutiva, as bobinas circulares apresentam um desempenho melhor que as bobinas quadradas quando a distância entre elas é menos da metade da sua largura.

Palavras-chave: transferência de potência indutiva, método de elementos finitos, projeto de bobinas, desalinhamento.

ABSTRACT

XXXX

Keywords: inductive power transfer, finite-element analysis, coil design, misalignment.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diferentes métodos de WPT usando campos eletromagnéticos e ondas.	20
Figura 2 - Comparação das tecnologias de transferência de potência sem contato elétrico quanto à frequência de operação, o alcance do sinal (distância entre o receptor e o emissor, faixas definidas na Tabela 1) e os tipos de aplicações.	22
Figura 3 - Comparação das tecnologias de transferência de potência sem contato elétrico quanto à potência transferida para a carga, o alcance do sinal (distância entre o receptor e o emissor) e os tipos de aplicações.	23
Figura 4 - Gráfico histórico de registro de patentes relacionados a tecnologia WPT de 2009 a 2019* (* registros até abril/19).	23
Figura 5 - Representação do indutor Duplo D proposto por Budhia et al. (2013).....	28
Figura 6 – Esquema simplificado do Sistema de Transferência Indutiva de Potência (TIP), onde B é o campo magnético.	33
Figura 7 - Diagrama de um sistema de transferência indutiva de potência.	34
Figura 8 – Diagrama do sistema TIP com destaque para o circuito emissor.....	35
Figura 9 - Diagrama do sistema TIP com destaque para o circuito ressonante com compensação SS.	36
Figura 10 - Largura de banda de um sistema de segunda ordem	38
Figura 11 - Diagrama do sistema TIP com destaque para o link indutivo.....	40
Figura 12 - Circuito simplificado de um link indutivo com duas bobinas mutuamente acopladas.	41
Figura 13 - Polaridade para bobinas com enrolamentos mutuamente acoplados. As setas indicam o sentido da corrente. Em (a) e (b) a indutância mútua M é positiva (+), em (c) e (d) M é negativa (-).	43
Figura 14 - Indutância mútua entre os circuitos E e R.....	44
Figura 15 - Circuito simplificado de um sistema TIP onde M é Indutância mútua em um transformador TIP. D é a distância entre as bobinas.....	45
Figura 16- Modelo de Acoplamento Indutivo para o transformador TIP.	46
Figura 17 - Circuito equivalente do transformador TIP com a impedância do secundário refletida para o circuito do primário.	47
Figura 18 - Variação Potência P_2 na carga R_L em função da frequência e da corrente de excitação.	50

Figura 19 - Topologias básicas de bobinas para sistemas TIP: (a) bobina circular e (b) bobina retangular.	52
Figura 20 - Influência do ferrite no valor de k para diferentes distâncias D entre as bobinas.....	55
Figura 21 - Influência do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes distâncias entre as bobinas.	57
Figura 22 - Influência do ferrite no valor de k para diferentes deslocamentos laterais entre as bobinas.	62
Figura 23 - Influência do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes deslocamentos laterais entre as bobinas.....	63
Figura 24 - Diagrama do sistema TIP com destaque para o circuito receptor.....	67
Figura 25 - Topologias de Compensação: (a) SS - Série-Série, (b) SP - Série-Paralelo, (c) PS - Paralelo-Série e (d) PP - Paralelo-Paralelo.....	68
Figura 26 – Susceptância, para a topologia PP, para diferentes razões entre os fatores de qualidade Q_1 e Q_2 , normalizado para $Q_2 = 5$	71
Figura 27 - Sistema de bobinas circulares do protótipo.....	73
Figura 28 – Modelo em 3D do sistema de bobinas utilizado na simulação, emissor na cor laranja e receptor na cor azul.	74
Figura 29 - Cálculo do valor de k para diferentes distâncias entre as bobinas.....	75
Figura 30 - Influência da distância D no valor do coeficiente de acoplamento k	77
Figura 31 - Fator de Qualidade Q_2 calculado a partir dos dados do protótipo e da simulação	78
Figura 32 - Influência da distância D na eficiência η e na potência P_2 entregue na carga R_L	79
Figura 33 - Influência da distância D entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3A$	80
Figura 34 - Influência da distância D entre as bobinas no valor do fluxo magnético Φ_{11} (Bobina Emissora) e Φ_{22} (Bobina Receptora) para $I=3A$	81
Figura 35 – Influência do deslocamento lateral no valor de k para $D=10mm$	84
Figura 36 - Influência do deslocamento lateral no valor de k para $D=50mm$	85
Figura 37 - Influência da distância D na eficiência $\eta\%$ e na potência P_2 entregue na carga R_L	86

Figura 38 - Influência do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3A$. D=10mm.....	86
Figura 39 - Influência do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3A$. D=50mm.....	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo das principais características dos sistemas TCP e TIP	21
Tabela 2 – Resumo dos parâmetros do sistema TIP, com referência para a relação entre a razão dimensão/distância entre as bobinas, de trabalhos selecionados.....	26
Tabela 3 – Resumo dos parâmetros do sistema TIP, em relação a geometria das bobinas, para trabalhos selecionados.....	29
Tabela 4 - Cálculo do fator de qualidade do primário (Q_1) e do secundário (Q_2) para as diferentes topologias apresentadas na Figura 9.....	39
Tabela 5 – Modelos em 3D dos sistemas de pares de bobinas planares utilizados na simulação do efeito do ferrite no campo magnético e na densidade de fluxo magnético.....	54
Tabela 6 - Parâmetros das bobinas utilizadas nas simulações	54
Tabela 7 – Influência da adição do ferrite no valor de k para diferentes distâncias entre as bobinas.	56
Tabela 8 – Influência da adição do ferrite no valor de M para diferentes distâncias entre as bobinas.	56
Tabela 9 – Influência da adição do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes distâncias entre as bobinas. Valores em Weber (Wb).	58
Tabela 10 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm.....	58
Tabela 11 – Corte vertical do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm.	59
Tabela 12 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito do ferrite na densidade do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm.	60
Tabela 13 – Corte horizontal do resultado da simulação: Efeito do ferrite na densidade do campo magnético B de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm..	61
Tabela 14 – Influência da adição do ferrite no valor de k quando há deslocamento entre as bobinas para D=25mm.	62
Tabela 15 – Influência da adição do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) quando há deslocamento lateral entre as bobinas para D=25mm. Valores em Weber (Wb).....	63

Tabela 16 – Visão lateral do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm.	64
Tabela 17 – Visão frontal do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm. A seta vertical azul indica o eixo Z da bobina da emissora; a seta laranja é o eixo Z da receptora.....	65
Tabela 18 – Visão lateral do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm.	65
Tabela 19 – Visão frontal do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm. A seta vertical azul indica o eixo Z da bobina da emissora; a seta laranja é o eixo Z da receptora.	66
Tabela 20 - Cálculo das capacitâncias do primário (C_1) para as diferentes topologias apresentadas na Figura 25.....	69
Tabela 21 – Gráfico da resposta em frequência da susceptância para as quatro topologias básicas de compensação e diferentes valores do fator de acoplamento k.	70
Tabela 22 - Parâmetros do sistema de bobinas simulado e do protótipo	74
Tabela 23 - Parâmetros do Circuito do Protótipo.....	75
Tabela 24 - Resultado da simulação para diferentes distâncias D entre as bobinas.....	76
Tabela 25 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito da distância D no campo magnético.....	82
Tabela 26 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito da distância D na densidade do campo magnético B para D=40mm e D=70mm.	83
Tabela 27 - Valores de k, L_1 , M e L_2 calculados na simulação para diferentes valores de deslocamento lateral entre as bobinas quando D=10mm	84
Tabela 28 - Valores de k, L_1 , M e L_2 calculados na simulação para diferentes valores de deslocamento lateral entre as bobinas quando D=50mm	85
Tabela 29 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito do deslocamento lateral na densidade do campo magnético para distância D entre bobinas igual a 10 e 50mm e deslocamento igual a 10mm.....	88

Tabela 30 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento nos vetores campo magnético para $D=10\text{mm}$ e 50mm	89
Tabela 31 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento no campo magnético para $D=10\text{mm}$ e 50mm	90
Tabela 32 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento lateral no campo magnético. Distância entre as bobinas igual a $D=10\text{mm}$ e deslocamento lateral de 10mm	90
Tabela 33 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento lateral no campo magnético. Distância entre as bobinas igual a $D=50\text{mm}$ e deslocamento lateral de 10mm	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente Alternada, do inglês <i>Alternate Current</i>
DC	Corrente Contínua, do inglês <i>Direct Current</i>
EMF	Campo Eletromagnético, do inglês <i>ElectroMagnetic Field</i>
EMI	Interferência Eletromagnética, do inglês <i>ElectroMagnetic Interference</i>
EV	Veículo Elétrico, do inglês <i>Electric Vehicle</i>
FEM	Método dos Elementos Finitos, do inglês <i>Finite Element Model</i>
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
PP	Capacitor de compensação em paralelo no primário e no secundário
PS	Capacitor de compensação em paralelo no primário e em série no secundário
SFA	Sistemas Fracamente Acoplados
SS	Capacitor de compensação em série no primário e no secundário
SP	Capacitor de compensação em série no primário e em paralelo no secundário
TCP	Transferência Capacitiva de Potência
TIP	Transferência Indutiva de Potência
ZPA	Ângulo de fase zero, do inglês <i>Zero Phase Angle</i>
WIPO	World Intellectual Property Organization
WPT	Transferência sem fio de potência, do inglês <i>Wireless Power Transfer</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Φ_{12}	Fluxo magnético mútuo
Φ_d	Fluxo magnético de dispersão
f	frequência em Hertz
ω	frequência de operação em radianos por segundo
ω_o	frequência de operação ressonante em radianos por segundo
B	Densidade do Fluxo Magnético
C_1	Capacitor de compensação do circuito primário/emissor
C_2	Capacitor de compensação do circuito secundário/receptor
E_a	Energia armazenada
E_d	Energia dissipada
E_e	Energia elétrica armazenada
E_m	Energia magnética armazenada
I_1	Corrente no indutor primário/emissor
I_2	Corrente no indutor secundário/receptor
I_{cc}	Corrente de curto circuito no indutor primário/emissor
k	Coeficiente de acoplamento
L_1	Indutor do circuito primário/emissor
L_2	Indutor do circuito secundário/receptor
M	Indutância mútua entre L_1 e L_2
N_1	Número de espiras do indutor primário/emissor
N_2	Número de espiras do indutor secundário/receptor
P_d	Potência dissipada
$P_{entrada}$	Potência de entrada
P_2	Potência entregue na carga
P_{su}	Potência não compensada
Q	Fator de qualidade
Q_c	Fator de qualidade compensado
r_1	Raio da bobina do primário/emissor
r_2	Raio da bobina do secundário/receptor

R_1	Resistência da bobina do primário/emissor
R_2	Resistência da bobina do secundário/receptor
R_L	Resistência da Carga
S_u	Potência máxima VA entregue no secundário/receptor
T	Período de tempo de um ciclo completo
V_{AC}	Tensão de circuito aberto
V_1	Tensão no lado AC do inversor
V_2	Tensão nos terminais da carga R_L
V_{Rede}	Tensão RMS da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1.	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
1.2.	JUSTIFICATIVA E MOTIVAÇÃO DO TEMA	31
1.3.	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	31
1.3.1.	<i>OBJETIVO GERAL</i>	31
1.3.1.	<i>OBJETIVOS ESPECÍFICOS</i>	31
1.4.	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	32
2	ANÁLISE DE UM SISTEMA TIP	33
2.1.	O SISTEMA TIP	33
2.2.	O CIRCUITO EMISSOR	35
2.3.	O CIRCUITO RESSONANTE	35
2.4.	O <i>LINK</i> INDUTIVO	40
2.4.1.	<i>GEOMETRIA BÁSICA DE BOBINAS</i>	51
2.5.	O CIRCUITO RECEPTOR	67
3	TOPOLOGIAS DE COMPENSAÇÃO	68
4	RESULTADOS E ANÁLISES	73
5	CONCLUSÕES	92
	REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA	94

1 INTRODUÇÃO

A transmissão de energia sem a utilização de fios ou *wireless* não é um assunto novo e desde o seu descobrimento por Nikolas Tesla em 1890 até a experimento do MIT em 2007, onde uma lâmpada foi acesa utilizando tecnologia *wireless* de transmissão de energia, marco que impulsionou uma nova onda de pesquisas nesta área (HADLEY, 2007; BATRA, 2015). As pesquisas sobre transferência de potência sem fio (*Wireless Power Transfer* – WPT) têm crescido de forma acelerada. Segundo a World Intellectual Property Organization (WIPO), de 2009 até abril de 2019 foram registradas 6.369 patentes relacionadas ao tema WPT, sendo que entre 2009 e 2017 houve um crescimento de 640% no número de registros (WIPO, 2019).

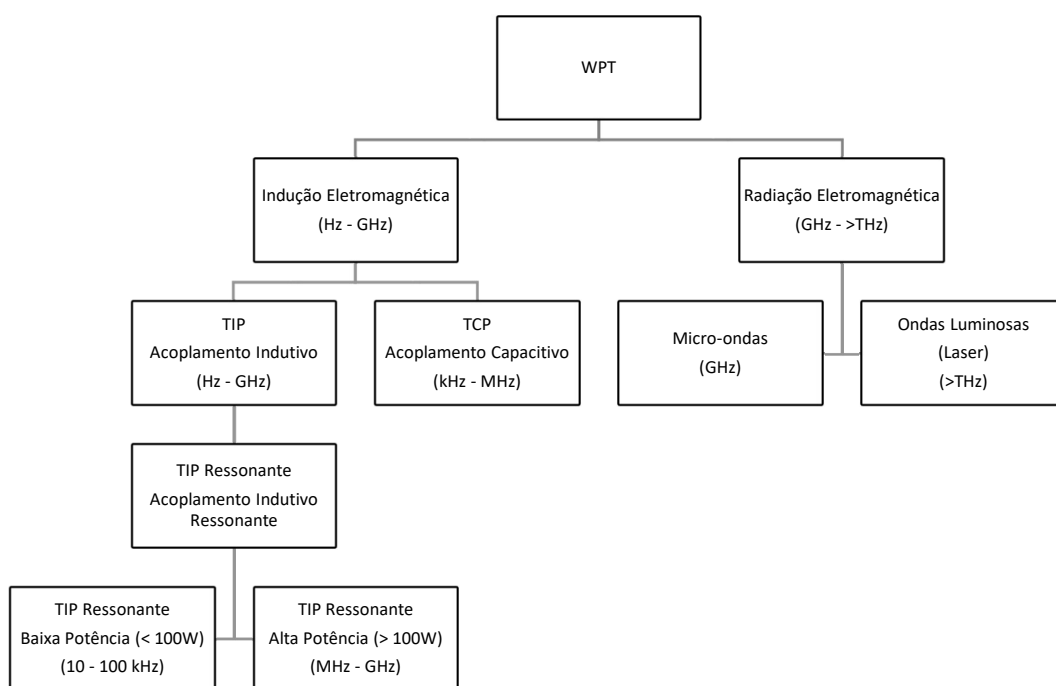
A demanda crescente do uso de sistemas de transferência de potência sem fio (*Wireless Power Transfer* – WPT) nas mais diversas aplicações é uma consequência da conveniência que essa tecnologia proporciona como, por exemplo, o carregamento de baterias, equipamentos biomédicos sem a necessidade da instalação de fios no corpo dos pacientes ou carregamento das baterias dos veículos elétricos sem que o proprietário precise se lembrar de conectar o veículo à rede elétrica enquanto este não está em uso. De acordo com os registros da WIPO, cerca de um quarto das patentes registradas nos últimos 10 anos, relacionadas à tecnologia WPT, estão associadas ao tema veículos elétricos (EVs) (WIPO, 2019). Outro fator tão importante quanto a conveniência é o fato da transferência de potência *wireless* não ser afetada por fatores ambientais tais como a presença de poeira, humidade ou produtos químicos na atmosfera (CIRIMELI; DIANA; FRESCHI, 2018).

O uso de tecnologia *wireless* para o carregamento de EVs apresenta vantagens, além da conveniência, sobre os carregadores tradicionais do tipo *plug-in* como por exemplo a redução de riscos de choques elétricos e custos associados aos desgastes dos conectores das estações de carregamento. Uma outra vantagem dos sistemas WPT é a possibilidade de reduzir o tamanho das baterias, considerando a possibilidade de carregamentos estáticos, fracionados e frequentes ao longo das vias por onde trafegam os EVs. Estudos demonstram que as baterias de ônibus elétricos poderiam ser reduzidas a um terço do seu peso se estações de carregamento fossem instaladas nos seus pontos de paradas. Essa rede de estações de carregamento ao

longo do percurso dos ônibus permitiria cargas frequentes durante o tempo utilizado para o embarque e desembarque de passageiros (SALLÁN et al., 2009; BI et al., 2015).

Em termos de modos de trabalho, o WPT pode ser classificado em dois grupos principais: WPT Estático, quando o circuito receptor não se desloca em relação ao emissor e o WPT Dinâmico, quando a transmissão de potência ocorre enquanto o circuito receptor se desloca em relação ao circuito emissor (PATIL et al., 2018).

Figura 1 - Diferentes métodos de WPT usando campos eletromagnéticos e ondas.



Fonte: Adaptado de Cirimeli, Diana e Freschi (2018).

O princípio de funcionamento do WPT é a transmissão de energia de um ponto ao outro, do emissor para o receptor, sem o uso de cabos ou outro meio condutivo, como por exemplo transmitir potência através do ar. No sistema WPT, a potência é tipicamente transferida através de um campo eletromagnético (*ElectroMagnetic Field* - EMF), e pode ser classificada em três categorias principais como apresentado na Figura 1: Radiação Eletromagnética, que utiliza ondas eletromagnéticas para transferência de energia a longas distâncias; Transferência Capacitiva de Potência (TCP), que transfere energia via campo elétrico e Transferência Indutiva de Potência (TIP) que utiliza o campo magnético (BARBOSA, 2018; PATIL et al., 2018).

Os sistemas WPT que utilizam a radiação eletromagnética para transferência de energia podem ser agrupados em duas categorias principais: Micro-ondas onde a energia é transferida por longas distancias utilizando feixes de micro-ondas com

frequências de até 300GHz; Ondas luminosas como o Laser, neste sistema o transmissor utiliza fontes de laser emitem radiações em comprimentos de onda específicos que são captadas por receptores dotados de elementos fotovoltaicos. Sistemas que utilizam radiação eletromagnética são ótimos para transferências de dados, entretanto nas aplicações de transferência de energia apresenta baixa eficiência e requer, no caso de ondas luminosas, uma linha de visão sem barreiras, ou seja, uma conexão ininterrupta entre o emissor e o receptor o que representa uma limitação dentro da principal vantagem dessa tecnologia que a capacidade de transmitir a longas distâncias. Uma característica importante da transferência de potência por radiação magnética é que a relação entre a distância entre o transmissor e o receptor é muito superior a dimensão destes equipamentos. Nos sistemas TCP e TIP há um limite de proporção entre a dimensão do transmissor e do receptor e a distância entre eles. Nestes sistemas um pequeno aumento da distância entre o transmissor e o receptor, na ordem de milímetros, diminui sensivelmente a potência transmitida entre eles (KURS et al., 2007; FERNANDES, 2015).

Tabela 1 – Resumo das principais características dos sistemas TCP e TIP

Características	Acoplamento Capacitivo (TCP)	Acoplamento Indutivo (TIP)
Potência Transmitida (W)	1-50	1 – 200k
Eficiência η (%)	50 - 80	80 – 90
Distância entre o emissor e o receptor (cm)	0,01-0,05 (Curta)	0,02-200 (Média)
Frequência de chaveamento do conversor	De 100k até MHz	De 20k até MHz
Propriedades	Capaz de penetrar em metais Perdas de Potência Reduzida EMI Curtas Distâncias	Não penetra em metais Alta eficiência Alta EMI Médias Distâncias

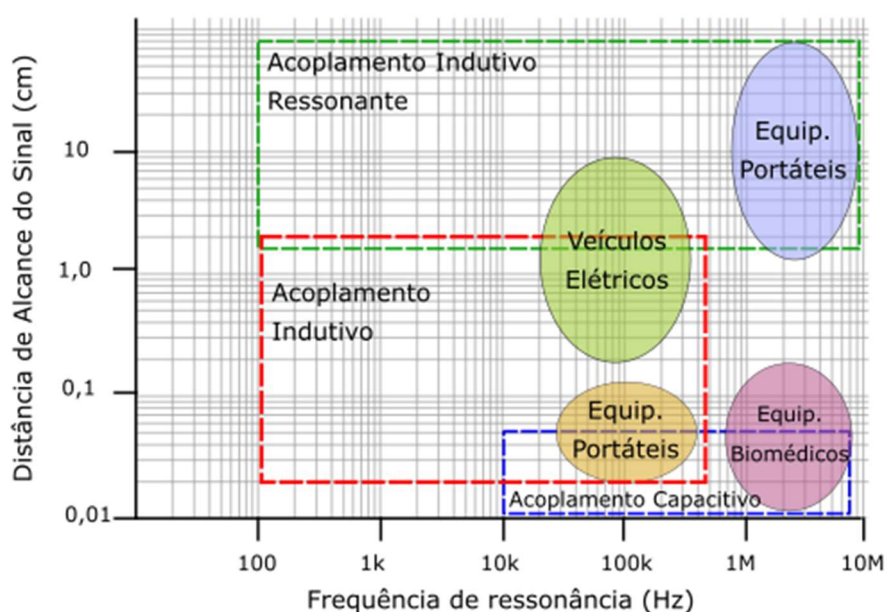
Fonte: Tabela elaborada pela autora com base em (KAZMIERKOWSKI; MORADEWICZ, 2012).

No sistema TCP a energia é transferida utilizando um sistema com duas placas metálicas separadas por ar, uma no lado do transmissor e outra no lado do receptor

do sistema WPT. Quando um conversor de alta frequência é conectado à placa do lado transmissor é formado um campo elétrico variante entre as placas. A influência desse campo na placa do receptor gera uma corrente que flui pelo circuito, resultando na transferência de energia entre as placas que estão acopladas capacitivamente. Sistemas TCP são adequados para transferências de potência de até 50W a curta distância, entre 0,1 e 0,5mm (KAZMIERKOWSKI; MORADEWICZ, 2012; FERNANDES, 2015).

Na transferência indutiva de potência (TIP) as placas do TCP são substituídas por bobinas e a energia é transferida, assim como nos transformadores tradicionais, pelo campo magnético. Diferente do sistema TCP o TIP não é capaz transferir energia através de barreiras metálicas, entretanto transfere potências maiores a distâncias muito superiores do que o TCP conforme apresentado na Tabela 1. Devido a essas características os sistemas TIP são mais adequados para o carregamento *wireless* de EVs do que os sistemas TCP.

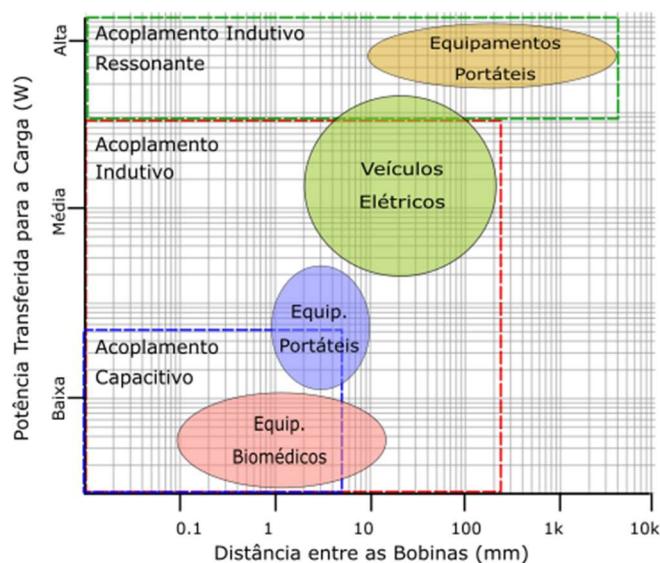
Figura 2 - Comparação das tecnologias de transferência de potência sem contato elétrico quanto à frequência de operação, o alcance do sinal (distância entre o receptor e o emissor, faixas definidas na Tabela 1) e os tipos de aplicações.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (FERNANDES; OLIVEIRA JR, 2014; PATIL et al., 2018).

Na Figura 2 e na Figura 3, uma compilação de diversos estudos sobre WPT, corrobora com essa afirmação onde pode-se verificar que a tecnologia de acoplamento indutivo predomina nas aplicações para carregamento de baterias de veículos elétricos (KAZMIERKOWSKI; MORADEWICZ, 2012; BARBOSA, 2018).

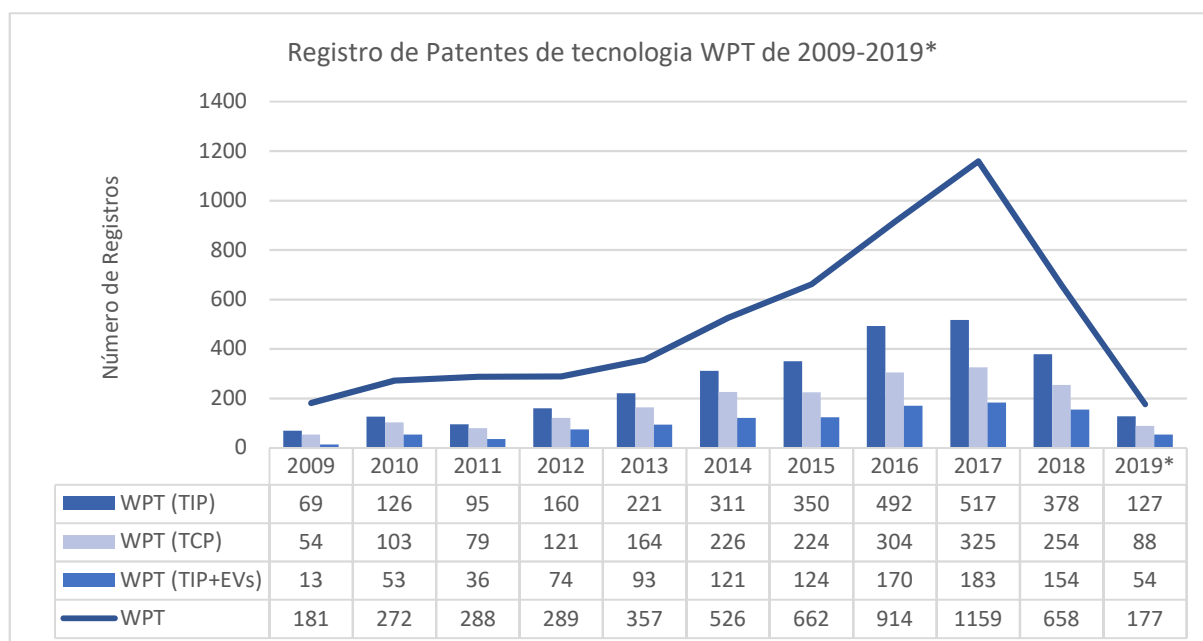
Figura 3 - Comparação das tecnologias de transferência de potência sem contato elétrico quanto à potência transferida para a carga, o alcance do sinal (distância entre o receptor e o emissor) e os tipos de aplicações.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (FERNANDES; OLIVEIRA JR, 2014; PATIL et al., 2018).

Dados dos últimos dez anos de registros de patentes no mundo todo mostram a relevância das pesquisas no segmento de TIP, que representa 52% do total de registros relacionados à tecnologia WPT. Entre 2009 e 2017 o número de registro de patentes relacionadas aos sistemas TIP cresceu 750%. Esse crescimento ocorreu principalmente nas aplicações para carregamento de veículos elétricos (EVs) que correspondem em média a 40% do total de registros e cresceram 1400% no mesmo período como mostra o gráfico da Figura 4 (WIPO, 2019).

Figura 4 - Gráfico histórico de registro de patentes relacionados a tecnologia WPT de 2009 a 2019* (* registros até abril/19).



Fontes: Elaborado pela autora com dados de (WIPO, 2019)

Como resultados das recentes pesquisas dedicadas ao desenvolvimento de novas tecnologias *wireless* para o carregamento de EVs destacam-se o desenvolvimento de novas topologias de conversores, malhas de compensação e experimentos com uma ampla gama de geometrias e configurações de bobinas. Segundo a literatura, todas essas pesquisas relacionadas aos sistemas TIP se concentram em buscar soluções para cinco grandes desafios (COVIC; BOYS, 2013; FERNANDES, 2015; BARBOSA, 2018):

- 1) Otimização do sistema para melhoria da eficiência;
- 2) Projetos de sistemas de alta eficiência;
- 3) Topologias de compensação;
- 4) Projetos de conversores e métodos de controle;
- 5) Efeitos biológicos do campo eletromagnético do sistema WPT (segurança para os usuários).

Pesquisas recentes têm buscado desenvolver metodologias de projeto de bobinas com o objetivo de otimizar seus parâmetros (FERNANDES, 2015; BARBOSA, 2018) para aumentar sua transferência de potência e eficiência e reduzir seu volume e peso (LU; NGO, 2018; BANDYOPADHYAY et al., 2018). Uma ampla gama de topologias alternativas de compensação tem sido proposta nos últimos anos buscando combinar as vantagens e desvantagens das topologias básicas (AZAMBUJA, 2012; VILLA et al., 2012; MURLIKY, 2017).

O projeto de conversores e os métodos de controles associados é outra linha de pesquisa que tem recebido especial atenção principalmente com a inserção de novos materiais para construção de elementos de chaveamento que permitem frequências e temperaturas de operação maiores do que os tradicionais (DIEKHANS et al., 2014; DOLARA et al., 2017; FERRARO, 2017).

Os efeitos biológicos da interação do corpo humano com o campo eletromagnético é outra linha de pesquisa importante. Segundo a ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*), o corpo humano é um condutor de eletricidade quando exposto a um campo com frequência na faixa de 1-100kHz. Muitas pesquisas têm se dedicado a analisar os efeitos dessa interação, considerando que as frequências de operação dos sistemas TIP em geral são da ordem de quilohertz (FERNANDES, 2015; FERRARO, 2017).

1.1. Revisão Bibliográfica

Desde quando Nicola Tesla conduziu experimentos para transferir potência sem fio há mais de um século atrás, esta ideia despertou o interesse dos pesquisadores. Nas últimas décadas, a pesquisa nessa área ganhou visibilidade depois que, em junho de 2007, o MIT apresentou um experimento onde uma lâmpada de 60W foi acesa numa distância de aproximadamente dois metros da fonte emissora de energia (HADLEY, 2007). Os resultados desse experimento foram publicados por Kurs et al. (2007) e mostram como uma lâmpada de 60W foi acessa utilizando um sistema TIP estático composto por duas bobinas helicoidais, concêntricas, separadas a uma distância de 2 metros. A potência foi transferida pelo ar com uma eficiência 40% para uma frequência ressonante de aproximadamente 10MHz. Um ponto importante neste trabalho é que os resultados mostraram que foi possível transferir potência até uma distância oito vezes maior do que o diâmetro das bobinas.

Wang, Covic e Stielau (2004) apresentaram um método analítico para o projeto e controle de sistemas TIP operando próximo a condição de ângulo de fase zero (*Zero Phase Angle* – ZPA). Essa abordagem foi utilizada para identificar a capacidade de transferência de potência em um sistema estático com ou sem o fenômeno de bifurcação. Esse fenômeno ocorre quando há mais de uma condição de um ZPA no espectro de frequência, ou seja, múltiplos modos de operação. Cada um desses modos pode ser instável ou estável e possuem suas próprias características de transferência de potência. Segundo os autores, a quantidade de potência transferida pelo sistema TIP depende da capacidade do controlador do conversor do circuito emissor de lidar com as incertezas da região de bifurcação. Do contrário, o sistema irá se afastar do ponto ótimo de operação ou até alterar de forma instável entre várias condições de operação indesejáveis comprometendo a eficiência do sistema. O protótipo de 300W utilizou um sistema de duas bobinas retangulares, separadas por ar e compensação PP. O fenômeno de bifurcação surgiu com o crescimento do valor da carga. Os autores concluíram que para operação na região de bifurcação o controlador deve ser projetado com a capacidade de prever e direcionar o sistema para o modo de operação desejado. Para operar sem bifurcação o controlador deve ser projetado para operar dentro do limite de bifurcação.

O trabalho de Sallán et al. (2009) propôs um processo iterativo para otimizar a capacidade de transferência e a eficiência das bobinas utilizando um fator de projeto K_D para selecionar os parâmetros ótimos, do ponto de vista de ausência do fenômeno

de bifurcação e menor massa de cobre, para cada topologia de compensação tais como: número de enrolamentos do emissor/receptor, seção do condutor, tipo de compensação e frequência de operação. Os resultados das simulações demonstraram que a compensação SS (série-série) foi a que apresentou menor massa de cobre dentre as demais, entretanto a compensação em série no primário apresentou as maiores perdas nos capacitores e requer uma tensão mais alta e uma corrente mais baixa se comparada a compensação em paralelo. Um protótipo de um sistema TIP dinâmico foi montado com a seguinte configuração: duas bobinas retangulares, separadas por ar e compensação SS. A eficiência do protótipo foi calculada em 82%, resultado que corrobora com a alta eficiência esperada pelo uso do fator K_D na definição dos parâmetros do projeto. O estudo também analisou a razão entre as dimensões das bobinas e a distância entre elas e demonstrou que a massa de cobre utilizada nos enrolamentos das bobinas, para a mesma potência entregue na carga, é mínima quando a distância entre as bobinas é três vezes menor do que o diâmetro da bobina emissora. A Tabela 2 resume os dados da razão entre a dimensão e a distância entre as bobinas e os respectivos dados de eficiência e potência encontrados na literatura. Na maioria dos trabalhos prevaleceu a razão dimensão/distância entre 2 e 3, o que mostra que alinhado aos resultados de Sallán et al. (2009), essa proporção está relacionada a uma maior eficiência do sistema TIP.

Tabela 2 – Resumo dos parâmetros do sistema TIP, com referência para a relação entre a razão dimensão/distância entre as bobinas, de trabalhos selecionados.

Razão Dimensão Ø /Distância D	Frequência (Hz)	Eficiência (%)	Potência (kW)	Referência
13,33	20k	-	30	Wang, Covic e Stielau (2004)
0,125	9,9M	40%	0,06	Kurs et al. (2007)
3	20k	82%	2	Sallán et al. (2009)
2,1	20k	-	2	Budhia, Covic e Boys (2011)
2,67	19,6k	92%	2,67	Villa et al. (2012)
2	1M	94,45%	2,84	Lu et al. (2016)
2,5	100k	98,9%	3,3	Lu e Ngo (2018)
3	85k	86,66%	0,02	Barbosa (2018)

Fonte: Elaborado pela autora.

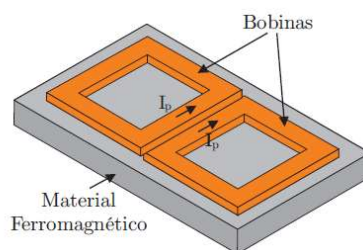
Lu e Ngo (2018) também propuseram um método sistemático de projeto de bobinas circulares para sistemas TIP, considerando a topologia de compensação SS. O trabalho propõe um método de projeto de indutores onde os requisitos de transferência de potência e eficiência fossem atendidos com o menor fator de qualidade possível. Dois modos de operação foram analisados: o primeiro onde o capacitor de compensação está em ressonância com a autoindutância e o segundo modo onde o capacitor ressona com a indutância de dispersão. Neste último modo há mais energia em circulação o que reduz a sua eficiência. O método dos elementos finitos foi utilizado para calcular as autoindutâncias e o coeficiente de acoplamento do sistema de bobinas. Os resultados do protótipo de 3,3kW projetado com os parâmetros otimizados pelo método alcançaram a eficiência de 98,8% para a frequência de operação de 100kHz e razão entre o diâmetro e a distância entre as bobinas de 2,5. Placas de ferrite foram utilizadas para melhorar a eficiência.

Uma modelagem alternativa de um sistema TIP dinâmico foi proposta por Sergeant e Van den Bossche (2008). Nesse projeto o enrolamento do primário (emissor) foi substituído por fio condutor em linha reta, assim como numa linha de transmissão, ao longo do qual o receptor se desloca, como um trem se movendo sobre trilhos, porém sem contato elétrico entre as duas partes. O receptor é constituído de um enrolamento com um núcleo de ferrite, em formato de U ou em formato de E, que se encaixa no emissor em formato de linha (I) que pode ter entre um e três condutores. Os autores compararam as três configurações. Os resultados para a configuração de três condutores no emissor e ferrite em formato de E no receptor mostram que a posição dos condutores do emissor, em relação ao receptor, não altera o valor da indutância mútua. Isso se deve ao fluxo de dispersão reduzido neste modelo que também apresentou baixa sensibilidade às variações da corrente e da tensão no emissor.

Uma nova geometria chamada de Duplo D foi proposta por Budhia et al. (2013). A nova geometria de indutor consiste em dois enrolamentos sobre uma placa de material ferromagnético como na Figura 5. A vantagem dessa estrutura vem da soma dos fluxos magnéticos gerados por cada bobina individualmente, essa soma só ocorre se as correntes fluírem em sentidos opostos. O fluxo total gerado tem o dobro da altura do fluxo gerado por uma bobina circular com as mesmas dimensões. Os autores otimizaram as dimensões do indutor Duplo D com o objetivo de maximizar o coeficiente de acoplamento e minimizar o volume tanto do cobre dos enrolamentos

quanto da placa de material ferromagnético. Os resultados demonstram que o Duplo D tem um acoplamento melhor e uma área de transferência cinco vezes maior do que uma bobina circular com a mesma área. Além disso, as bobinas circulares têm um fluxo de dispersão maior próximo à estrutura do que o Duplo D, entretanto esse último mostra uma quantidade de fluxo de dispersão periférico maior. Os autores concluíram que para os sistemas TIP essa nova geometria tem um custo menor do que as geometrias tradicionais.

Figura 5 - Representação do indutor Duplo D proposto por Budhia et al. (2013)



Fonte: (BARBOSA, 2018).

Uma metodologia de otimização do projeto de bobinas do tipo Duplo D foi apresentada por Bandyopadhyay et al. (2018). O objetivo do estudo era determinar as dimensões físicas ótimas dos acoplamentos magnéticos para maximizar a sua eficiência e minimizar a massa de cobre das bobinas. O método dos elementos finitos (FEM) foi utilizado para modelar o comportamento dos campos eletromagnéticos do acoplamento para diferentes distancias entre as bobinas. Os resultados mostraram uma relação exponencial entre a distância entre as bobinas e as suas dimensões ótimas.

Bobinas com geometria duplo D e solenoides são consideradas bobinas polarizadas enquanto as planares são não polarizadas. Segundo Lin, Covic e Boys (2015) as bobinas polarizadas apresentam baixo fator de qualidade e alto fluxo de dispersão ao contrário das bobinas não polarizadas que apesar do menor fluxo de dispersão apresentam um baixo acoplamento.

Um estudo comparativo entre bobinas planares circulares e quadradas foi conduzido por Luo e Wei (2018). Para analisar as duas geometrias de bobinas foram utilizadas a transformada de Fourier-Bessel e a transformada dual de Fourier. Segundo os autores os modelos analíticos são mais flexíveis, convenientes e econômicos para os projetos de sistemas de acoplamento magnético se comparados ao método dos elementos finitos (FEM). Os resultados indicam a presença do ferrite em geral amplia os efeitos das alterações nos parâmetros construtivos das bobinas

como a variação do espaçamento entre os enrolamentos. Nas bobinas circulares o aumento do espaçamento incrementa o coeficiente de acoplamento enquanto nas quadradas o efeito é contrário. O efeito do ferrite é mais intenso nas bobinas quadradas e para espaçamentos entre os enrolamentos menores do que 12mm, o acoplamento das bobinas quadradas supera o das circulares. Segundo o estudo, independente da presença ou não de ferrite, pares de bobinas quadradas apresentam um coeficiente de acoplamento melhor que os pares de bobinas circulares e, portanto, são a geometria mais indicada para sistemas TIP.

Tabela 3 – Resumo dos parâmetros do sistema TIP, em relação a geometria das bobinas, para trabalhos selecionados.

Geometria das Bobinas	Tipo	Eficiência (%)	Potência (kW)	Referência
Retangular	Dinâmico	-	30	Wang, Covic e Stielau (2004)
Circular	Estático	40%	0,06	Kurs et al. (2007)
Linha de Transmissão	Dinâmico	85%	1	Sergeant e Bossche (2008)
Retangular	Dinâmico	82%	2	Sallán et al. (2009)
Circular	Estático	-	2	Budhia, Covic e Boys (2011)
Retangular	Dinâmico	92%	2,67	Villa et al. (2012)
Circular (conjunto de pares bobinas)	Dinâmico	71%	0,02	Zhang et al. (2016)
Quadrada	Estático	94,45%	2,84	Lu et al. (2016)
Circular	Estático	98,9%	3,3	Lu e Ngo (2018)
Duplo D	Estático	86,66%	0,02	Barbosa (2018)
Duplo D	Estático	95%	5	Bandyopadhyay et al. (2018)

Fonte: Elaborado pela autora.

O trabalho de Tejeda et al. (2017) desenvolveu um método de projeto de conjuntos de acoplamento magnético para sistemas TIP dinâmicos com o objetivo de reduzir o fluxo de dispersão através técnicas de controle ativo de cancelamento de fluxo. Segundo os autores o uso de placas de ferrite como blindagem eletromagnética em projetos de bobinas tem a vantagem de reduzir o fluxo magnético fora da região

de transferência de energia o que melhora o fator de acoplamento k . O modelo proposto, chamado de CNFP (*circular nonferrite pad*), considera um par de bobinas para cancelamento do fluxo e uma placa de ferrite somente no lado do emissor, o que tem a vantagem de reduzir volume, peso e custo do circuito receptor. Os resultados demonstraram que a otimização do CNFP para reduzir o fluxo de dispersão implica numa redução do fator de acoplamento k e consequentemente na quantidade de potência transferida, entretanto para sistemas TIP dinâmicos esse modelo se mostrou mais eficiente do que os modelos tradicionais de blindagem com ferrite.

Segundo Batra (2015) blindagens ativas como o CNFP tem a desvantagem do volume extra do conjunto devido à terceira bobina, além de demandarem mais potência do primário. Uma solução proposta pelo autor foi otimizar os parâmetros da blindagem passiva tais como maximizar a capacidade de transferência de potência minimizando o peso e as dimensões das bobinas. Os resultados demonstraram que adicionar uma placa de ferrite ao centro das bobinas maximiza transferência de potência com o mínimo de material extra. Além disso, a redução na espessura da placa resultou numa redução percentualmente menor na potência transferida e eficiência do sistema se comparada com o percentual de redução do volume e peso das bobinas. O autor também propôs um método analítico para reduzir as emissões magnéticas, o sistema TIP deve ser projetado considerando um nível de tensão mais alta e uma corrente mais baixa no primário. Os resultados demonstraram que bobinas com um alto fator de qualidade proporciona um aumento comparativamente menor nas emissões em comparação com a potência de saída, além da vantagem de minimizar a corrente no primário e a frequência de chaveamento.

Os resultados dos estudos sugerem sistemas TIP estacionários que utilizam bobinas planares com formato circular (KIM et al., 2013, LU; NGO, 2018) e compensação SS (SALLÁN et al., 2009, LIU; NGO, 2018) são mais eficientes (BUDHIA; COVIC; BOYS, 2011). Segundo a literatura, a eficiência dos sistemas está diretamente relacionada as dimensões geométricas das bobinas e a distância de transmissão. Sistemas cujo diâmetro da bobina emissora represente de duas a três vezes a distância de transmissão são mais eficientes (SALLAN et al., 2009). O método dos elementos finitos foi utilizado para calcular os parâmetros do sistema TIP, uma vez que os métodos analíticos são considerados matematicamente muito intensivos e poucos precisos (BUDHIA et al., 2013, KIM et al., 2013; BATRA, 2015; BANDYOPADHYAY et al., 2018).

1.2. Justificativa e Motivação do Tema

Diante do exposto, a justificativa e motivação para o trabalho podem ser resumidas nos seguintes itens:

- A transmissão de energia sem fio apresenta grande potencial de aplicação em diversas áreas;
- Estudos computacionais utilizando softwares de elementos finitos são um suporte essencial ao estudo e projeto de vários sistemas, principalmente os magnéticos;
- O estudo, mesmo que em simulação computacional, da geometria das bobinas utilizado em WTP irá gerar subsídios iniciais para estudos mais aprofundados.

1.3. Objetivos da Dissertação

Os objetivos deste trabalho de dissertação podem ser divididos em objetivo geral e específicos, conforme apresentado nos subitens 1.3.1 e 1.3.2.

1.3.1. Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo de transmissão de energia sem fio por meios de campos magnéticos (TIP) utilizando um software de elementos finitos.

1.3.1. Objetivos Específicos

Como objetivos específicos destacam-se:

- Comparar a eficiência de transmissão entre bobinas quadradas e circulares;
- Avaliar a variação da distribuição do campo magnético em sistemas de bobinas quadradas e circulares;
- Comparar os resultados de um modelo computacional com os resultados de um protótipo;
- Analisar a perda de transmissão de potência considerando o desalinhamento entre as bobinas.

1.4. Organização da Dissertação

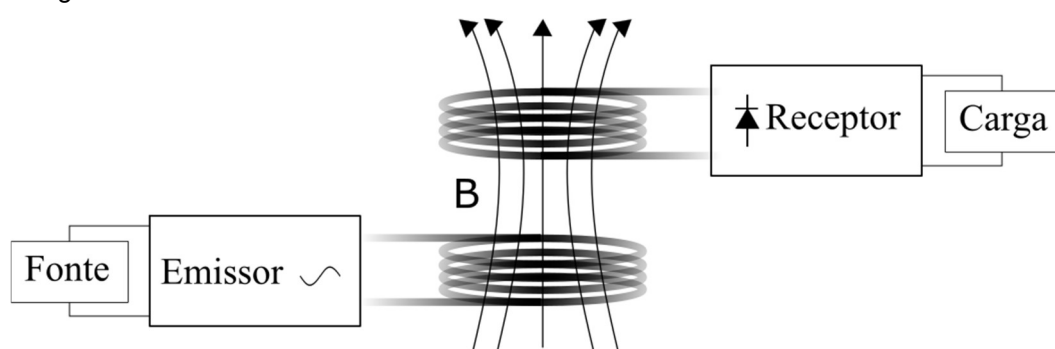
O capítulo 1 desse trabalho faz uma revisão bibliográfica apresentando o estado da arte da teoria relacionada aos sistemas TIP. O capítulo 2 apresenta a análise do sistema TIP do ponto de vista de teoria e equacionamento. O terceiro capítulo analisa o funcionamento e função da malha ressonante dentro do sistema de transmissão indutiva. O quarto capítulo apresenta os resultados e discussões da simulação e identifica desafios e oportunidades para melhorar o seu desempenho. O quinto e último capítulo apresenta as conclusões e propostas de trabalhos futuros.

2 ANÁLISE DE UM SISTEMA TIP

2.1. O sistema TIP

O princípio de funcionamento de um sistema TIP pode ser explicado a partir da teoria dos transformadores. Um transformador ideal transfere potência do enrolamento primário para o enrolamento secundário através de um núcleo magnético. Em um sistema TIP esse núcleo magnético é removido e a transferência de potência ocorre através do ar como mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Esquema simplificado do Sistema de Transferência Indutiva de Potência (TIP), onde B é o campo magnético.



Fonte: Elaborada pela autora com base em (BATRA, 2015; PATIL et al., 2018).

A transferência de energia num sistema de transferência indutiva de potência (TIP) se baseia em duas leis: a Lei de Ampère e a Lei de Faraday. A Lei de Ampère afirma que uma corrente pode produzir um campo magnético ao redor do condutor por onde flui. Segundo a Lei de Faraday uma força eletromotriz pode ser induzida num condutor quando este interage com um campo magnético variante no tempo (LI, 2009). De forma resumida, o lado emissor de um sistema TIP funciona conforme a Lei de Ampère e o lado receptor segundo a Lei de Faraday.

Segundo a Lei de Ampère quando uma corrente flui por um indutor, ela cria um campo magnético de intensidade H como mostrado na equação (1). Essa equação é uma correção da Lei de Ampère e é conhecida como a quarta equação de Maxwell.

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (1)$$

Onde D é o campo de deslocamento elétrico e J é a densidade da corrente que flui pelo indutor. O campo magnético H não varia com o meio e é proporcional à densidade do fluxo magnético B. A constante de proporcionalidade entre B e H é a

permeabilidade magnética μ do meio, portanto B varia conforme o meio onde está localizado o campo magnético.

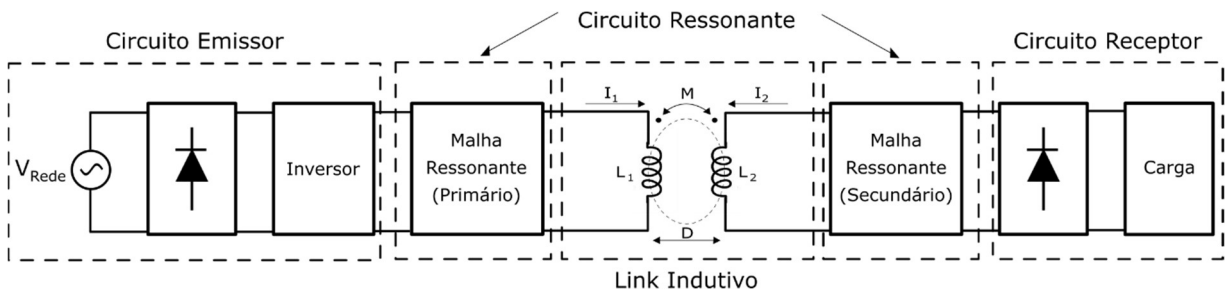
$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2)$$

Se o campo magnético H variar no tempo irá implicar num B também variante. De acordo com a Lei de Faraday essa variação no fluxo magnético induz uma tensão E no circuito sob a influência de B . Essa relação é expressa pela terceira equação de Maxwell que é conhecida como a Lei de Maxwell-Faraday e é uma generalização da Lei de Faraday.

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3)$$

Segundo Batra (2015) um típico sistema TIP, como o da Figura 6, pode ser dividido em quatro blocos principais: o circuito do emissor, o circuito ressonante, o *link* indutivo e o circuito do receptor conforme diagrama da Figura 7.

Figura 7 - Diagrama de um sistema de transferência indutiva de potência.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (BATRA, 2015; BARBOSA, 2018).

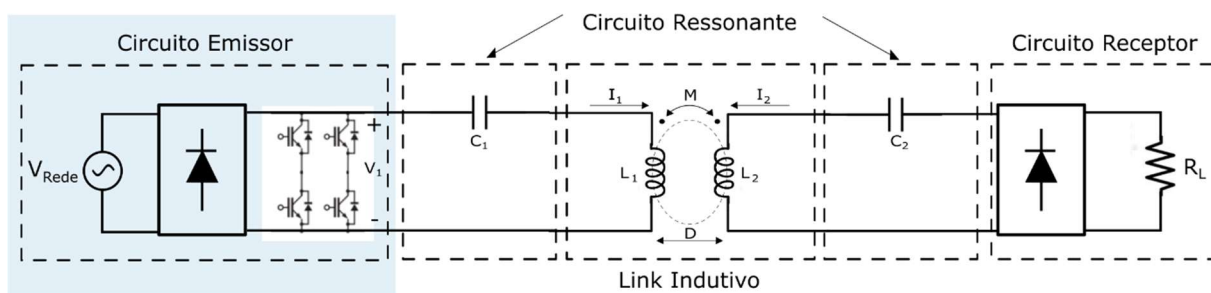
Cada um dos blocos apresentados na Figura 7 possui uma função dentro do sistema de Transferência Indutiva de Potência. O primeiro bloco, o circuito emissor, pode conter um retificador e um inversor. A função básica do bloco do circuito do emissor é conectar o sistema TIP com a rede elétrica. O bloco do circuito ressonante tem a função de aumentar a eficiência do sistema TIP ao inserir capacitores de compensação de potência reativa nos circuitos do emissor e do receptor. O link indutivo, é o bloco mais importante do sistema TIP, pois é através dele que a energia é transferida do circuito emissor para o receptor. O *link* indutivo é composto pelas indutâncias do primário L_1 (no lado do emissor) e do secundário L_2 (no lado do receptor), além da indutância mútua M que varia conforme o alinhamento e a distância entre as indutâncias L_1 e L_2 . O quarto e último bloco é o circuito do receptor que inclui a carga. O circuito receptor é composto por um retificador, responsável por entregar

potência (tensão e corrente contínuas) à carga (BATRA, 2015; FERNANDES, 2015; BARBOSA, 2018). Uma análise detalhada do funcionamento de cada um dos blocos será apresentada na sequência, nos subitens 2.2, 2.3, 2.4 e 2.5 do presente trabalho.

2.2. O circuito emissor

O circuito emissor conecta o sistema TIP à rede elétrica e pode ser tanto trifásico quanto monofásico. Para estações de carregamento de veículos elétricos, por exemplo, com potências na faixa de 2 a 3 kW, os sistemas monofásicos apresentam maior eficiência se comparados aos trifásicos. Para aplicações com potências maiores os sistemas trifásicos apresentam melhores resultados de eficiência e estabilidade (BATRA, 2015; FERNANDES, 2015).

Figura 8 – Diagrama do sistema TIP com destaque para o circuito emissor.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (BATRA, 2015; BARBOSA, 2018).

No circuito emissor da Figura 8 a fonte de alimentação e o controle do inversor controlam a frequência e a corrente que circula pelo primário com o objetivo de maximizar a capacidade de transferência de potência para a carga. Os circuitos emissores podem operar tanto com frequência fixa quanto com frequência variável. Sistemas que operam com frequência fixa são mais simples, entretanto demandam mais potência aparente da fonte. Por outro lado, sistemas projetados para trabalhar com frequência variável apesar de mais complexos demandam menos potência aparente uma vez que operam idealmente no ponto de ângulo de fase zero (ZPA) da impedância da carga vista pela fonte. Nos sistemas onde a frequência é variável o ponto de controle ideal é mais difícil de ser determinado quando existem mais de uma condição de ângulo de fase zero, conhecida como fenômeno de bifurcação, que pode ocorrer quando há aumento da carga. (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

2.3. O circuito ressonante

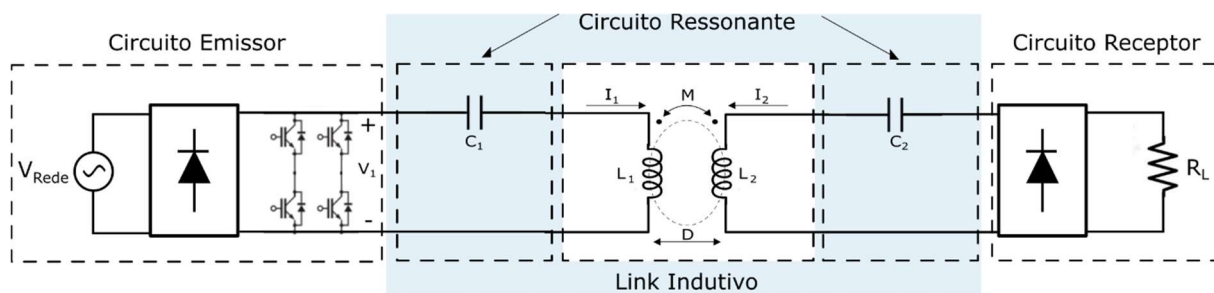
Sistemas TIP utilizam frequências de operação da ordem de quilohertz (kHz) para compensar o baixo acoplamento magnético entre as bobinas, o que resulta numa

forte característica indutiva desses circuitos e consequentemente numa alta reatância indutiva circulando tanto pelo lado do emissor quanto pelo lado do receptor.

A circulação de energia reativa impacta negativamente na eficiência do sistema ao reduzir o nível de potência entregue à carga para o mesmo nível de potência no emissor. Como alternativa para melhorar a eficiência são inseridos elementos capacitivos nos dois lados do transformador TIP com o objetivo de compensar esse efeito indutivo e melhorar a sua eficiência. Essa estrutura de compensação é chamada de malha de compensação ou circuito ressonante, sem ela a potência entregue à carga é insuficiente (FERRERO, 2017).

Conforme a topologia de compensação, os elementos capacitivos estarão conectados em série ou paralelo às bobinas do *link* indutivo. As quatro topologias básicas de compensação, denominadas Série-Série (SS), Série-Paralelo (SP), Paralelo-Série (PS) e Paralelo-Paralelo (PP). A Figura 9 mostra a topologia SS (MUSAVI, 2012; KIM et al., 2013; BARTRA, 2015; FERNANDES, 2015; BI et al., 2016).

Figura 9 - Diagrama do sistema TIP com destaque para o circuito ressonante com compensação SS.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (BATRA, 2015; BARBOSA, 2018).

No lado do circuito do emissor a malha de ressonância tem a função de compensar a potência reativa consumida pelo indutor do primário, L_1 , corrigir o fator de potência e consequentemente minimizar as perdas devido à alta frequência de operação do inversor. Já o circuito ressonante do receptor, a topologia de compensação ajusta o circuito para ter a mesma frequência de ressonância de operação do emissor com o objetivo de maximizar a transferência de potência. Duas bobinas ressonando na mesma frequência trocam energia de forma eficiente além de apresentarem perdas menores se comparadas a sistemas não ressonantes (KURS et al., 2007; BATRA, 2015; BARBOSA, 2018). O ajuste na frequência de operação faz com que a corrente que flui pelo indutor melhore o seu fator de qualidade Q , que

devido a compensação passa a ser chamado de fator de qualidade compensado (FERRERO, 2017).

O fator de qualidade Q representa a relação entre a quantidade de energia armazenada e a quantidade de energia dissipada em um dispositivo, ou seja, Q é uma métrica da eficiência de armazenamento. Como as bobinas do *link* indutivo são dispositivos armazenadores de energia magnética, para cada uma dessas bobinas há um fator de qualidade associado. O fator de qualidade Q é geralmente definido como a razão entre a máxima energia armazenada (E_a) e a máxima energia dissipada (E_d) a cada ciclo completo de operação T (PETERS, 2004).

$$Q = 2\pi \frac{E_a}{E_d} \quad (4)$$

Admitindo-se que a bobina está conectada a uma fonte de tensão senoidal a máxima energia armazenada por um indutor é dada pela equação (5).

$$E_a = \frac{1}{2} L I_{pico}^2 \quad (5)$$

Onde L é a indutância da bobina e I_{pico} é o valor máximo da corrente que flui por essa bobina. A energia dissipada pela bobina é calculada a partir da equação (6).

$$E_d = T P_d \quad (6)$$

P_d é a potência média dissipada pelo indutor e é dada pela equação (7) e T pela equação (8).

$$P_d = \left(\frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} \right)^2 R \quad (7)$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{\omega/2\pi} = \frac{2\pi}{\omega} \quad (8)$$

R é a resistência em série com a indutância L . Substituindo-se (7) e (8) em (6) obtém-se a equação (9).

$$E_d = T P_d = \frac{2\pi}{\omega} \left(\frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} \right)^2 R \quad (9)$$

Para se obter o fator de qualidade em termos de L e R substitui-se as equações (5) e (9) na equação (4).

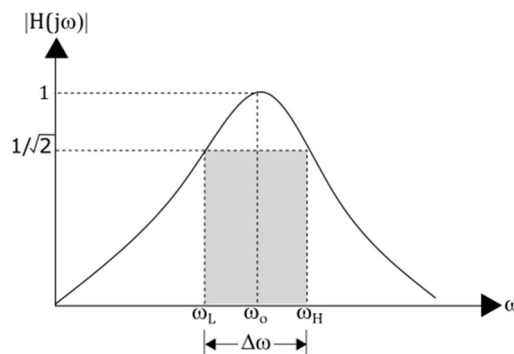
$$Q = 2\pi \frac{\left[\frac{1}{2} L I_{pico}^2 \right]}{\left[\frac{2\pi}{\omega} \left(\frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} \right)^2 R \right]} = \frac{\omega L}{R} \quad (10)$$

Indutores operando em altas frequências apresentam efeitos capacitivos entre os seus enrolamentos. Essa capacitância combinada a indutância da bobina faz com que o circuito se comporte como um sistema de segunda ordem e apresente uma frequência de ressonância (ω_o). Na frequência de ressonância as componentes indutiva e capacitiva da bobina são canceladas e a componente imaginária da impedância torna-se igual a zero, portanto a frequência de ressonância é onde a amplitude (da grandeza) é máxima. Assim, em um sistema ressonante pode-se obter uma medida mais precisa da eficiência do armazenamento de energia através da largura de banda desse sistema. Se os polos de um sistema ressonante de segunda ordem ocorrem em $s = -\alpha \pm j\omega_i$ (onde o índice i indica a frequência de corte, sendo L para baixa frequência e H para alta frequência), então o fator de qualidade Q pode ser definido conforme a equação (11).

$$Q = \frac{\omega_o}{2\alpha} = \frac{\omega_o}{\Delta\omega} \quad (11)$$

A Figura 10 mostra a largura de banda ($\Delta\omega$) de um sistema de segunda ordem ressonante. O valor de $\Delta\omega$ é o resultado da diferença entre ω_H e ω_L .

Figura 10 - Largura de banda de um sistema de segunda ordem



Fonte: Elaborado pela autora com base em (PETERS, 2004).

A frequência ω_o se relaciona com os polos do sistema através da equação (12).

$$\omega_i = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad (12)$$

De forma resumida, os circuitos ressonantes melhoram a eficiência do sistema TIP e Q é a medida dessa eficiência independentemente de impedâncias ou das relações de potência, relacionando a frequência de ressonância a uma largura de

banda associada em torno dessa frequência. Essa independência pode ser verificada analisando-se as equações de Q para as topologias de compensação do secundário em série e em paralelo apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 - Cálculo do fator de qualidade do primário (Q_1) e do secundário (Q_2) para as diferentes topologias apresentadas na Figura 9.

Topologias	Q_1	Q_2
SS – Serie-Serie e PS- Paralelo-Série	$Q_1 = \frac{L_1 R_1}{\omega M^2}$	$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$
SP - Serie-Paralelo e PP- Paralelo-Paralelo	$Q_1 = \frac{\omega L_1 L_2^2}{R_1 M^2}$	$Q_2 = \frac{R_2}{\omega L_2}$

Fonte: (SALLÁN et al., 2009).

A análise das equações da Tabela 4 mostra que um alto fator de qualidade está associado a um circuito que não dissipa muita energia na ressonância. No caso das topologias de compensação em série no secundário o fator de qualidade é inversamente proporcional à resistência da carga. Para que esse circuito ressonante seja de alta qualidade é necessária uma resistência pequena, para minimizar a energia dissipada. Diferente da anterior, a compensação em paralelo depende de uma alta resistência para que a corrente seja direcionada aos elementos de armazenamento, indutores (L) e capacitores (C).

A frequência de ressonância, entretanto, não é afetada pela topologia de compensação e pode ser expressa conforme a equação (13). Um estudo detalhado com o estado da arte das topologias de compensação será apresentado no Capítulo 3 do presente trabalho. Teoricamente não há limite para a capacidade de transferência de potência quando o sistema opera na frequência de ressonância do circuito receptor, ou seja, ω_o da equação (13) é calculado a partir da indutância (L_2) e da capacitância (C_2) do secundário (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (13)$$

A eficiência do sistema está diretamente associada ao fator qualidade Q do circuito que cresce com o aumento da frequência de operação até determinado ponto, devido às limitações dos semicondutores. As malhas de ressonância em geral operam na faixa de frequência entre 10kHz e 10MHz (LI, 2009).

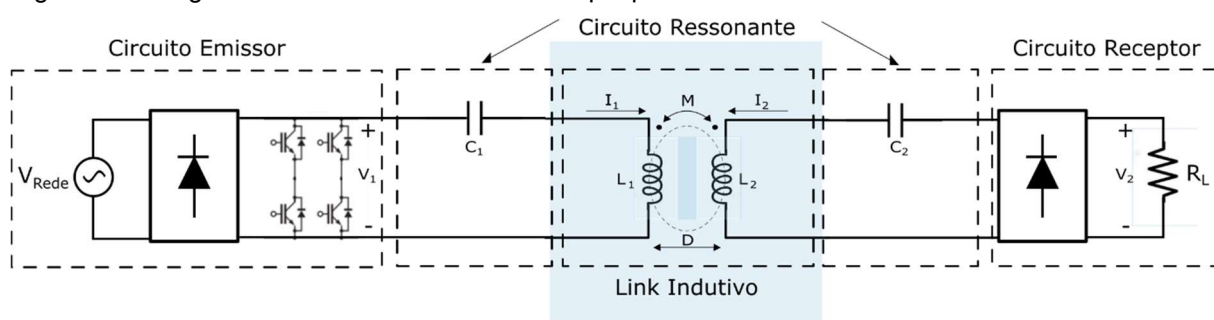
Segundo Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) o fator de qualidade do secundário, Q_2 , em geral não deve ser superior a 10, entretanto em aplicações de alta potência esse valor está limitado a 6, pois quanto maior o fator de qualidade mais estreita é a largura de banda, o que dificulta o controle do sistema TIP. Para Budhia, Covic e Boys (2011) o fator de qualidade deve estar restrito entre 4 e 6 em função do valor da potência VA no primário e da tolerância do sistema a desalinhamentos entre as bobinas.

A compensação também permite que o circuito forneça um sinal de tensão ou corrente com valor fixo à carga, além de facilitar a comutação suave dos transistores de potência, o que resulta na redução das perdas devido ao chaveamento e uma consequente melhoria do rendimento dos conversores (SALLÁN et al., 2009; BI et al., 2016).

2.4. O link indutivo

O *link* indutivo é formado por duas ou mais bobinas e é uma das partes mais importantes de um sistema TIP, pois converte energia entre sua forma elétrica e sua forma magnética, tornando possível a WPT, além de determinar a quantidade de energia transferida e a eficiência do sistema (BATRA, 2015).

Figura 11 - Diagrama do sistema TIP com destaque para o link indutivo.



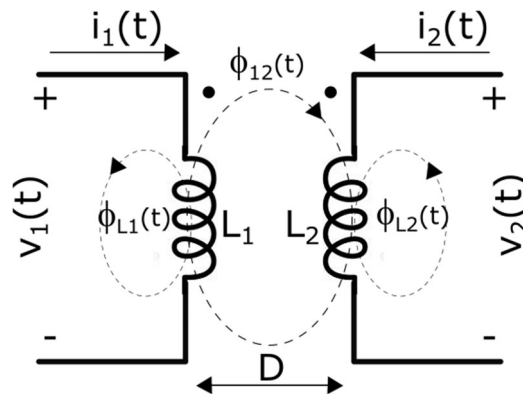
Fonte: Elaborado pela autora com base em (BATRA, 2015; BARBOSA, 2018).

A estrutura do *link* indutivo pode ser comparada a um transformador com núcleo de ar, ou seja, ele transfere potência do enrolamento primário para o secundário através do ar. Nessa configuração o fluxo de dispersão magnético (Φ_d) aumenta devido à baixa permeabilidade magnética do ar. Para efeito comparativo a permeabilidade do vácuo é igual a $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Wb/A.m enquanto a permeabilidade magnética de um material ferromagnético é muito superior a 1 (MCLYMAN, 2016; BARBOSA, 2018). A ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*) propôs um limite de exposição humana ao Φ_d de 27 μ T para frequências de operação entre 10 e 100 kHz, faixa operacional típica dos sistemas TIP.

Além da frequência de operação, o Φ_d também é afetado pelo fator de acoplamento e a potência VA do primário (LIN; COVIC; BOYS, 2015). Para compensar o aumento do fluxo de dispersão magnético devido ao aumento da distância entre as bobinas são utilizados capacitores de compensação. O funcionamento dessas malhas de compensação ou ressonância está detalhado no subitem 2.3 do presente trabalho (LI, 2009; KALWAR et al., 2015; BARBOSA, 2018).

O sistema TIP da Figura 6 pode ser representado pelo circuito da Figura 12 onde as bobinas do emissor e do receptor estão separadas fisicamente a uma distância D e a transferência de potência ocorre pelo ar. Os coeficientes 1 e 2 representam, respectivamente, o primário e o secundário do transformador.

Figura 12 - Circuito simplificado de um link indutivo com duas bobinas mutuamente acopladas.



Fonte: Adaptado de Patil et al. (2018).

Quando a corrente alternada i_1 flui pelo indutor L_1 é gerado um fluxo magnético Φ_{L1} devido à variação da corrente. O fluxo magnético Φ_{12} gera uma força eletromotriz no indutor do secundário L_2 que induz a corrente i_2 , conforme mostrado na Figura 12.

Na Figura 12 os indutores L_1 e L_2 representam as bobinas do primário e do secundário do transformador e possuem, respectivamente, N_1 e N_2 espiras. Nesse circuito a corrente variante no tempo i_1 , do primário, gera o fluxo magnético Φ_{11} calculado conforme a equação (14).

$$\phi_{11}(t) = \phi_{L1}(t) + \phi_{21}(t) \quad (14)$$

$\Phi_{L1}(t)$ é o fluxo de dispersão, pois representa o fluxo gerado pela corrente $i_1(t)$ que enlaça a bobina 1 mas não a bobina 2. $\Phi_{21}(t)$ é o fluxo mútuo entre as bobinas 1 e 2, pois representa o fluxo gerado por $i_1(t)$ que enlaça as duas bobinas. O enlace do fluxo da bobina 1 (λ_1) e a tensão $v_1(t)$ nos terminais do primário são dados pelas equações (15) e (16).

$$\lambda_1(t) = N_1 \phi_{11}(t) = L_1 i_1(t) \quad (15)$$

$$v_1(t) = \frac{d\lambda_1(t)}{dt} = N_1 \frac{d\phi_{11}(t)}{dt} = N_1 \frac{d\phi_{11}(t)}{di_1(t)} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad (16)$$

Como não há carga conectada ao circuito não há corrente circulando no lado do secundário. Nesta condição o enlace do fluxo da bobina 2 (λ_2) e a tensão $v_2(t)$ são calculados, respectivamente, pelas equações (17) e (18).

$$\lambda_2(t) = N_2 \phi_{21}(t) = M_{21} i_1(t) \quad (17)$$

$$v_2(t) = \frac{d\lambda_2(t)}{dt} = N_2 \frac{d\phi_{21}(t)}{dt} = N_2 \frac{d\phi_{21}(t)}{di_1(t)} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} = M_{21} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (18)$$

M_{21} é a indutância mútua entre as bobinas 1 e 2. As indutâncias M_{21} e M_{12} são equivalentes, assim pode-se escrever $M_{21} = M_{12}$. Quando o lado primário é considerado um circuito aberto e há uma corrente $i_2(t)$ fluindo pelo secundário as tensões $v_1(t)$ e $v_2(t)$ podem ser representadas pelas equações (19) e (20).

$$v_1(t) = M_{12} \frac{di_2(t)}{dt} \quad (19)$$

$$v_2(t) = L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \quad (20)$$

Para o caso geral onde há uma fonte de tensão de um lado (primário ou secundário) e uma carga do outro lado (secundário ou primário), as equações dos fluxos em L_1 e L_2 podem ser escritas conforme as equações (21) e (22).

$$\phi_1(t) = \phi_{11}(t) + \phi_{12}(t) \quad (21)$$

$$\phi_2(t) = \phi_{21}(t) + \phi_{22}(t) \quad (22)$$

Nesta condição os enlaces das bobinas do primário e do secundário podem ser escritos conforme as equações (23) e (24).

$$\lambda_1(t) = N_1 \phi_{11}(t) + N_1 \phi_{12}(t) \quad (23)$$

$$\lambda_2(t) = N_2 \phi_{21}(t) + N_2 \phi_{22}(t) \quad (24)$$

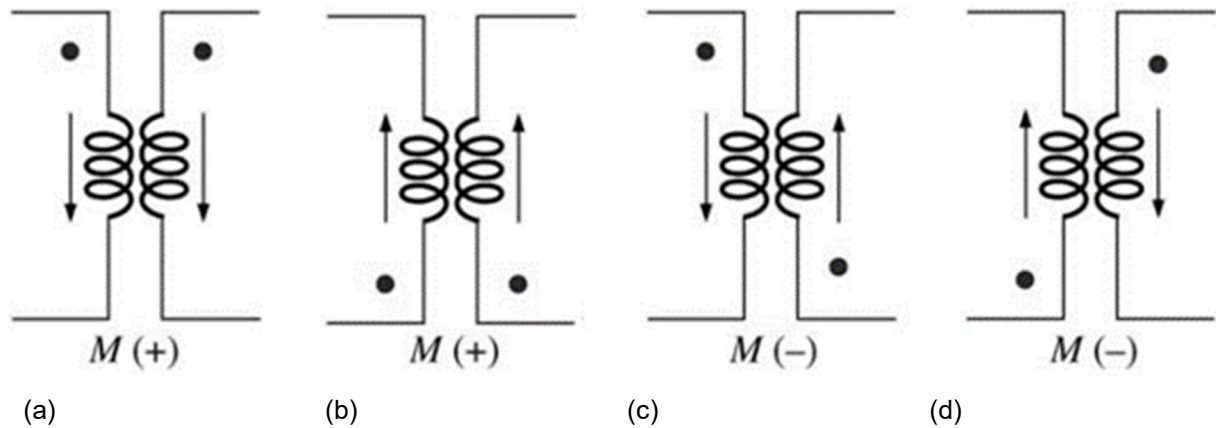
Derivando as equações (23) e (24) no tempo obtém-se as tensões $v_1(t)$ e $v_2(t)$ conforme as equações (25) e (26). Como $M_{21} = M_{12} = M$, M_{21} e M_{12} foram substituídas por M nas equações.

$$v_1(t) = \frac{d\lambda_1(t)}{dt} = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \quad (25)$$

$$v_2(t) = \frac{d\lambda_2(t)}{dt} = M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \quad (26)$$

Os valores das tensões $v_1(t)$ e $v_2(t)$ nos terminais do circuito da Figura 12 variam em função das indutâncias próprias L_1 e L_2 e do valor de M . A indutância mútua M é o coeficiente de proporcionalidade entre a corrente em um circuito pela corrente em outro circuito. Seu valor pode ser positivo ou negativo. Um valor positivo significa que o aumento da corrente em um circuito provoca uma diminuição da corrente no outro. Seu valor, portanto, depende da definição (arbitrária) do sentido positivo das correntes em cada circuito, conforme mostrado na Figura 13. Para o sistema TIP do presente trabalho será considerado o sentido das correntes do item (a) da Figura 13.

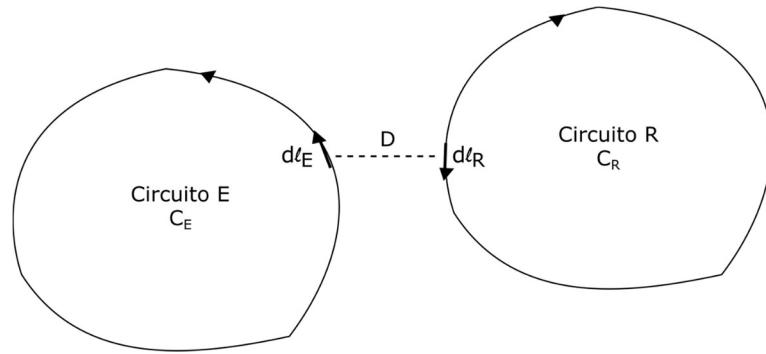
Figura 13 - Polaridade para bobinas com enrolamentos mutuamente acoplados. As setas indicam o sentido da corrente. Em (a) e (b) a indutância mútua M é positiva (+), em (c) e (d) M é negativa (-).



Fonte: Adaptado de Petry (2019).

A Figura 14 mostra dois circuitos, o Circuito E (C_E) e o Circuito R (C_R), separados a uma distância D . No caso do sistema TIP, C_E representa o circuito emissor e C_R , o circuito receptor. O valor da indutância mútua M entre esses dois circuitos pode ser calculado a partir da equação (27), conhecida como a Equação de Neumann (PICHORIM; ABATTI, 2004; SALLÁN et al., 2009).

Figura 14 - Indutância mútua entre os circuitos E e R.



Fonte: Elaborado pela autora.

$$M = \frac{\mu_o}{4\pi} \oint_{C_E} \oint_{C_R} \frac{\vec{dl}_E \vec{dl}_R}{|D|} \quad (27)$$

Onde μ_o é a permeabilidade magnética do ar ou vácuo, meio pelo qual a potência é transferida. dl_E e dl_R são os segmentos infinitesimais de cada circuito. A equação (27) mostra que a indutância mútua varia conforme a geometria das bobinas (devido a dl_E e dl_R) e a distância D entre elas. A indutância mútua M também pode ser expressa em função das indutâncias próprias L_1 e L_2 , como na equação (28).

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (28)$$

Onde k é fator de acoplamento dado em função do fluxo pela equação (29).

$$k = \frac{\phi_{21}(t)}{\phi_{L1}(t)} \quad (29)$$

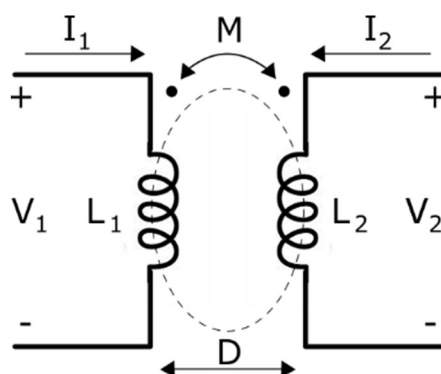
O coeficiente de acoplamento k define o grau de acoplamento entre as bobinas primária e secundária. Como $\phi_{21}(t)/\phi_{L1}(t) \leq 1$, o valor de k é sempre positivo e pode variar de 0 até 1. Quando $k=1$ as bobinas estão perfeitamente acopladas, o que significa que todas as linhas de fluxo de uma bobina cortam todas as espiras da segunda bobina. Para $0,5 < k < 1$, as bobinas estão firmemente acopladas. Sistemas onde os valores de k são menores do que 0,5 são chamados de Sistemas Fracamente Acoplados (SFA). Na literatura, os valores de k para os sistemas TIP com bobinas planares variam entre 0,18 e 0,40, portanto estes são considerados sistemas fracamente acoplados (LI, 2009; FERNANDES, 2015; BARBOSA, 2018).

O campo magnético variante no tempo é proporcional a corrente I_1 e a permeabilidade magnética do meio, que na Figura 12 é o ar. Em um transformador tradicional com núcleo ferromagnético o fluxo mútuo Φ_{12} fica confinando no meio de

maior permeabilidade magnética, neste caso o núcleo que oferece um caminho preferencial para o fluxo. Quando não existe esse núcleo, como no sistema TIP, o fluxo Φ_{12} fica disperso no ar, o que implica num baixo acoplamento magnético (k) e num alto fluxo de dispersão (Φ_d), duas características importantes dos sistemas TIP (BATRA, 2015).

A Figura 15 apresenta uma simplificação do circuito da Figura 12 com a representação da indutância mútua M , um dos principais parâmetros do sistema TIP.

Figura 15 - Circuito simplificado de um sistema TIP onde M é Indutância mútua em um transformador TIP. D é a distância entre as bobinas.



Fonte: Adaptado de Patil et al. (2018).

O comportamento do sistema de transferência indutiva de potência da Figura 15 pode ser analisado através do modelo de acoplamento indutivo para o transformador TIP apresentado na Figura 16. No modelo, o enrolamento do primário (emissor) do transformador está representado pela resistência R_1 em série com a indutância L_1 , assim como o enrolamento do secundário (receptor) está representado pela resistência R_2 e pela indutância L_2 conectadas em série. R_L é a resistência da carga conectada ao secundário. V_1 é a tensão na saída do inversor e V_2 é a tensão nos terminais da carga.

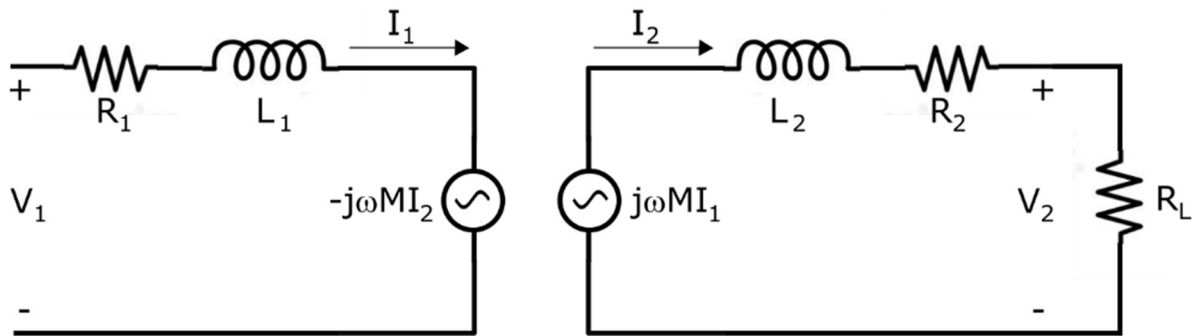
Assumindo-se que as correntes que circulam nos indutores L_1 e L_2 são senoidais e, portanto, de comportamento periódico. Nessa condição as equações (25) e (26), que relacionam as tensões nos terminais dos indutores com as correntes que circulam por eles no domínio do tempo podem ser reescritas no domínio da frequência através das equações (30) e (31). Pela Lei de Faraday, emissor e receptor operam na mesma frequência ω .

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (30)$$

$$V_2 = j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2 \quad (31)$$

A equação (30) mostra que a tensão V_1 é o resultado da soma da tensão nos terminais do indutor L_1 devido a circulação da corrente I_1 e da tensão induzida pela corrente I_2 devido ao acoplamento magnético entre as bobinas. O acoplamento magnético pode ser representado por uma fonte de tensão de magnitude $-j\omega M I_2$ em série com a bobina do primário. O sinal negativo, de acordo com o item (c) da Figura 13, é devido a mudança de direção da corrente I_2 após a conexão da carga R_L quando M se torna negativo.

Figura 16- Modelo de Acoplamento Indutivo para o transformador TIP.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (WANG, STIELAU; COVIC, 2005).

No modelo de acoplamento indutivo da Figura 16 as fontes $-j\omega M I_2$ e $+j\omega M I_1$ representam o acoplamento entre os circuitos do emissor e do receptor. As correntes I_1 e I_2 representam, respectivamente, os fasores corrente do emissor e do receptor, ω é a frequência angular da fonte de tensão V_1 e M a indutância mútua entre as bobinas.

Para se verificar como o circuito primário influencia o secundário, o modelo da Figura 16 é substituído pelo circuito equivalente da Figura 17, calculando-se a impedância equivalente do circuito secundário, Z_2' , vista pelo primário conforme a equação (32).

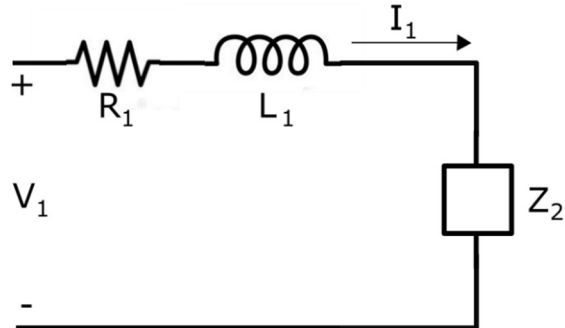
$$Z_2' = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (32)$$

Onde Z_2 é dado pela equação (33).

$$Z_2 = R_2 + R_L + j\omega L_2 \quad (33)$$

Substituindo Z_2' no circuito do primário obtém-se o circuito equivalente da Figura 17.

Figura 17 - Circuito equivalente do transformador TIP com a impedância do secundário refletida para o circuito do primário.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (WANG; STIELAU; COVIC, 2005).

A impedância equivalente do circuito da Figura 17 pode ser obtida através da equação (34).

$$Z_{eq} = R_1 + j\omega L_1 + Z_2' \quad (34)$$

Substituindo as equações (32) e (33) na equação (34), obtém-se a equação da impedância equivalente Z_{eq} .

$$Z_{eq} = R_1 + j\omega L_1 + Z_2' = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L + j\omega L_2} \quad (35)$$

Uma análise do circuito da Figura 16, considerando que no secundário a relação entre a corrente I_2 e a indutância mútua M é dada pela equação (36), mostra que uma redução em M reduz a corrente I_2 que flui através do circuito do secundário afetando a potência transferida para a carga R_L .

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{R_2 + R_L + j\omega L_2} = \frac{j\omega M I_1}{Z_2} \quad (36)$$

A máxima potência ativa, P_2 , que pode ser entregue à carga R_L pelo sistema da Figura 16 depende da corrente de curto circuito (I_{cc}) e da tensão de circuito aberto (V_{CA}) no circuito do receptor. A tensão V_{CA} é tensão induzida na bobina do secundário na frequência ω devido à corrente I_1 do primário. A corrente I_{cc} é a corrente máxima de curto circuito limitada pela impedância da indutância da bobina do secundário L_2 . Os valores de V_{CA} , I_{cc} e P_2 no domínio da frequência podem ser calculados, respectivamente, pelas equações (37), (38) e (39).

$$V_{AC} = \omega M I_1 \quad (37)$$

$$I_{CC} = \frac{M I_1}{L_2} \quad (38)$$

$$P_2(\omega) = \frac{1}{2} V_{CA} I_{CC} \quad (39)$$

Quando a malha de compensação estiver presente no circuito, a potência poderá ser escrita em função do fator de qualidade Q_2 do circuito receptor. Esse fator representa a razão entre a energia armazenada e a energia dissipada no circuito quando este estiver operando na frequência de ressonância ω_0 . Quanto maior for o valor de Q_2 , maior será a capacidade do circuito de armazenar energia e menores serão as suas perdas. Em outras palavras, quanto maior for o valor de Q_2 mais eficiente será o sistema TIP (COVIC; BOYS, 2013; FERNANDES, 2015).

A máxima potência entregue a carga R_L por um sistema TIP com malha de compensação, é determinada pela potência não compensada S_u e pelo fator de qualidade do circuito do secundário, Q_2 . S_u representa a potência VA máxima a ser entregue pelo circuito secundário à carga e é uma medida da qualidade do acoplamento de energia do sistema magnético para uma condição de condução específica. Seu valor é dado pelo produto da corrente de curto circuito I_{CC} e da tensão de circuito aberto V_{CA} , conforme equação (40). (BUDHIA; COVIC; BOYS, 2011; FERRARO, 2017; BARBOSA, 2018).

$$P_2(\omega_0) = S_u Q_2 = V_{CA} I_{CC} Q_2 \quad (40)$$

Substituindo-se (37) e (38) em (40), obtém-se o valor da potência P_2 em função dos parâmetros Q_2 , M , L_2 na frequência de ressonância ω_0 .

$$P_2(\omega_0) = (\omega_0 M I_1) \left(\frac{M I_1}{L_2} \right) Q_2 = \omega_0 I_1^2 \frac{M^2}{L_2} Q_2 \quad (41)$$

Conforme apresentado na equação (41) a máxima potência transferida por um sistema TIP para a carga R_L é inversamente proporcional ao valor da indutância da bobina do receptor, L_2 . Assim, uma forma de aumentar a eficiência do sistema é maximizar a potência transferida minimizando o valor de L_2 . É importante considerar o valor de M como uma restrição, uma vez que uma redução no valor de L_2 reduz o valor de M , conforme a equação (28), e conseqüentemente a potência transferida. As simulações do trabalho de Azambuja (2012), mostram que a indutância M controla a

tensão V_2 nos terminais da carga independentemente do seu valor. Isso ocorre porque a partir de um determinado valor de carga, V_2 tem uma relação linear com a indutância M . Em outras palavras é como se não houvesse carga.

A equação (41) relaciona a potência máxima entregue na carga com a potência da fonte de alimentação do primário ($\omega_o I_1^2$) e o acoplamento magnético entre as bobinas (M^2/L_2). A fonte de alimentação, portanto, deve ser projetada considerando que a frequência operacional ω (ressonante ou não) e a corrente I_1 do primário devem ser dimensionadas tanto com objetivo de limitar as perdas no cobre quanto para respeitar os limites operacionais dos elementos de chaveamento. Segundo Wang, Stielau e Covic (2005) o valor da frequência de operação ω está limitado a 100kHz devido as perdas no chaveamento. Se I_1 e ω são constantes é possível comparar diferentes projetos de sistemas TIP através da potência S_u . (BUDHIA; COVIC; BOYS, 2011).

Uma outra análise da equação (41) é substituir a indutância mútua M pela equação (28) e o termo $\omega_o L_1 I_1$ por V_1 , conforme apresentado na equação (42).

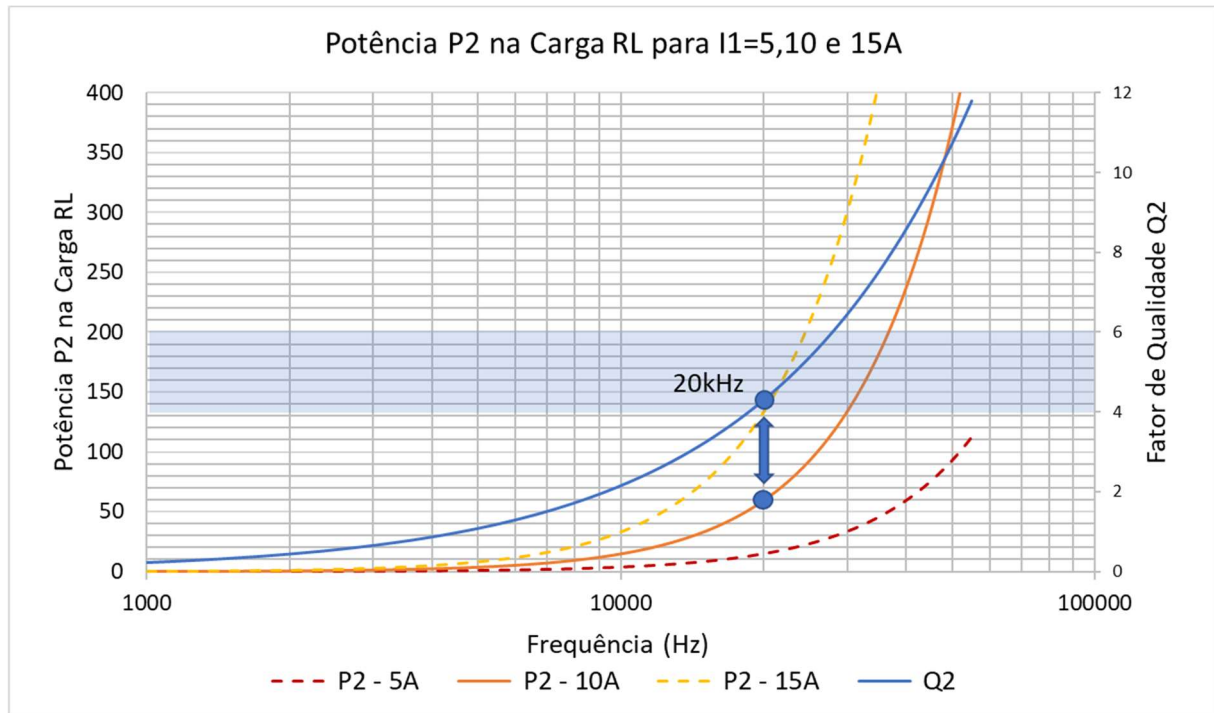
$$P_2(\omega_o) = \omega_o I_1^2 \frac{M^2}{L_2} Q_2 = \omega_o I_1^2 L_1 k^2 Q_2 = V_1 I_1 k^2 Q_2 \quad (42)$$

A resposta em frequência da potência P_2 para diferentes valores de corrente no primário está ilustrada no gráfico da Figura 18. O fator de qualidade Q_2 também varia com a frequência e foi incluído no gráfico para efeito comparativo. A área em azul delimita a área onde Q_2 varia entre 4 e 6. O fator de qualidade deve estar restrito a esses valores em função da potência VA e para garantir ao sistema uma certa tolerância a possíveis desalinhamentos espaciais entre as bobinas (BHUDIA; COVIC; BOYS, 2011).

Na literatura diversos protótipos são construídos considerando uma ampla faixa de frequência de ressonância com valores variando, principalmente, entre 20kHz e 1MHz (SALLÁN et al., 2009; WANG; COVIC; STIELAU, 2004; BHUDIA; COVIC; BOYS, 2011; VILLA et al., 2012). O trabalho de Kim et al. (2013) implementa um protótipo de 50W, frequência de 20kHz, corrente de 10A e compensação SS. Identificando essa faixa de frequência no gráfico da Figura 18 nota-se que para a curva de P_2 para $I_1 = 10A$, calculada a partir da equação (42), corresponde nesse ponto ao fator de qualidade Q_2 de 4,29 e a potência P_2 de 59,27W, valores coerentes aos do protótipo de Kim et al. (2013).

Na Figura 18 a curva da potência P_2 foi plotada em conjunto com Q_2 como uma alternativa para identificar graficamente a frequência que melhor atende os parâmetros de projeto a partir da potência a ser entregue na carga e dentro dos limites do fator de qualidade.

Figura 18 - Variação Potência P_2 na carga R_L em função da frequência e da corrente de excitação.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

Além disso, considerando que a relação direta entre a P_2 e ω_o , o projeto do sistema TIP deve buscar maximizar a potência entregue na carga considerando a relação direta entre a frequência operacional e as perdas no cobre. Conforme demonstrado na equação (43), as perdas no cobre (P_{cu}) variam com o quadrado de P_2 .

$$P_{cu} = K_c P_2^2 \quad (43)$$

Onde K_c é uma constante de equilíbrio que depende do tipo de material. Substituindo-se (41) em (43) fica evidenciada na equação (44) a relação quadrática entre as perdas no cobre e a frequência de operação.

$$P_{cu} = K_c \left(\omega_o I_1^2 \frac{M^2}{L_2} Q_2 \right)^2 \quad (44)$$

As etapas de projeto de um sistema TIP são muitas e devem considerar, principalmente, os seguintes fatores: a potência a ser entregue na carga, a dinâmica

de alinhamento e a distância entre o emissor e o receptor. Uma alternativa para aumentar a eficiência dos sistemas TIP é construir bobinas com alto fator de qualidade. O alto Q pode ser obtido construindo-se bobinas maiores, a partir de condutores com seção maior ou que possuam uma geometria especial, por outro lado o volume e o peso da sua estrutura podem aumentar o que pode ser um limitador para alguns projetos (WANG; COVIC; STIELAU, 2004; FERNANDES, 2015).

2.4.1. Geometria básica de bobinas

Nos sistemas de transmissão de potência indutiva as bobinas possuem a função de transmitir e receber energia. Como as bobinas são indutores, armazenam energia na forma de campo magnético. Segundo a Lei de Ampère quando uma corrente I flui por um indutor L , ela cria um campo magnético direcional de intensidade H no entorno desse indutor. A presença desse campo magnético se opõe a qualquer mudança na corrente que flui dentro do indutor. Quando a corrente é alterada (ou seja, se extingue ou muda de direção), a presença do campo magnético faz com que a corrente continue a fluir. Isso ocorre porque a energia é armazenada no campo magnético induzido o que permite que a corrente continue a fluir mesmo na ausência de energia elétrica. A indutância, portanto, é uma medida da quantidade de energia que pode ser armazenada no campo magnético de um determinado dispositivo. A equação (45) apresenta a relação entre a quantidade de energia magnética armazenada (E_m) e a indutância L .

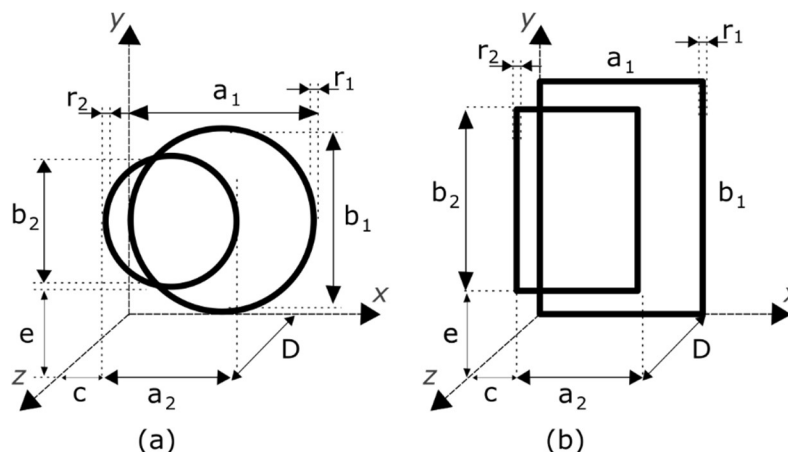
$$E_m = \frac{1}{2}LI^2 \quad (45)$$

Indutores para sistemas de carregamento *wireless* são diferentes dos indutores de potência tradicionais, pois operam com altas frequências, por exemplo da ordem de 85kHz para aplicações de EVs, o que altera o seu comportamento devido ao efeito Skin. Para reduzir esse efeito os enrolamentos das bobinas são construídos com fio Litz, que é um conjunto de vários filamentos de condutores isolados. Esses filamentos são entrelaçados para que o campo magnético distribua a corrente uniformemente entre os fios. Os filamentos aumentam a área por onde circula a corrente, assim o efeito Skin é menor no fio Litz se comparado a único fio com a mesma seção. O efeito Skin concentra a densidade de corrente nos limites externos do condutor o que reduz a área por onde a corrente circula, resultando num aumento da resistência e consequentemente das perdas associadas à bobina. A redução do efeito Skin

depende de dois parâmetros construtivos do fio Litz, a seção do condutor e a quantidade de filamentos em paralelo (BATRA, 2015, FERNANDES, 2015).

A escolha do formato das bobinas irá influenciar nos principais parâmetros de um sistema TIP, como por exemplo a sua eficiência (CHEN et al., 2016). Sistemas TIP utilizam-se basicamente dois formatos de bobinas: o circular e o retangular (LUO; WEI, 2018).

Figura 19 - Topologias básicas de bobinas para sistemas TIP: (a) bobina circular e (b) bobina retangular.



Fonte: Elaborado pela autora com base em (LUO; WEI, 2018; SALLÁN et al., 2009).

Se comparadas as duas topologias como na Figura 19, a bobina retangular apresenta uma área indutiva maior do que a circular se ambas forem do mesmo tamanho, ou seja, o comprimento do lado do quadrado é igual ao diâmetro do círculo. Nas bobinas retangulares a distribuição do campo magnético possui uma distribuição espelhada baseada em planos XY, YZ e XZ, o que pode reduzir o custo computacional de uma simulação associado aos cálculos dos parâmetros como a indutância mútua. Por outro lado, a geometria circular apresenta uma vantagem em relação à retangular por possuir uma simetria cilíndrica que permite uma distribuição uniforme do fluxo magnético e, portanto, um acoplamento melhor entre as bobinas (LOU; WEI, 2018).

O formato circular, segundo a literatura, é o mais utilizado justamente devido a esse melhor acoplamento entre as bobinas, o que resulta numa maior eficiência na transferência de potência (FERNANDES, 2015; GODOY et al., 2016; LOU; WEI, 2018; VENUGOPAL et al., 2018).

Bobinas planares em espiral e com placas de ferrite acopladas são as mais utilizadas nos sistemas TIP devido ao seu baixo perfil. Para manter o baixo perfil, em geral, as bobinas são construídas com uma única camada de enrolamento, essa estrutura também limita a presença de capacitâncias parasitas (LU; NGO, 2018). Nas

bobinas planares e circulares o aumento do espaçamento entre as voltas do enrolamento melhora o coeficiente de acoplamento k enquanto para as bobinas quadradas ocorre o inverso e o coeficiente k decresce. Isso ocorre porque a indutância mútua das bobinas planares em espiral é inversamente proporcional ao espaçamento entre os condutores do enrolamento devido a redução da área indutiva. Essa variação é mais visível quando são acrescentadas peças de ferrite como blindagem eletromagnética. Assim, ao projetar sistemas de bobinas com placas de ferrite, é recomendado primeiro definir os parâmetros do ferrite e depois otimizar o espaçamento entre os condutores (LOU; WIE, 2018).

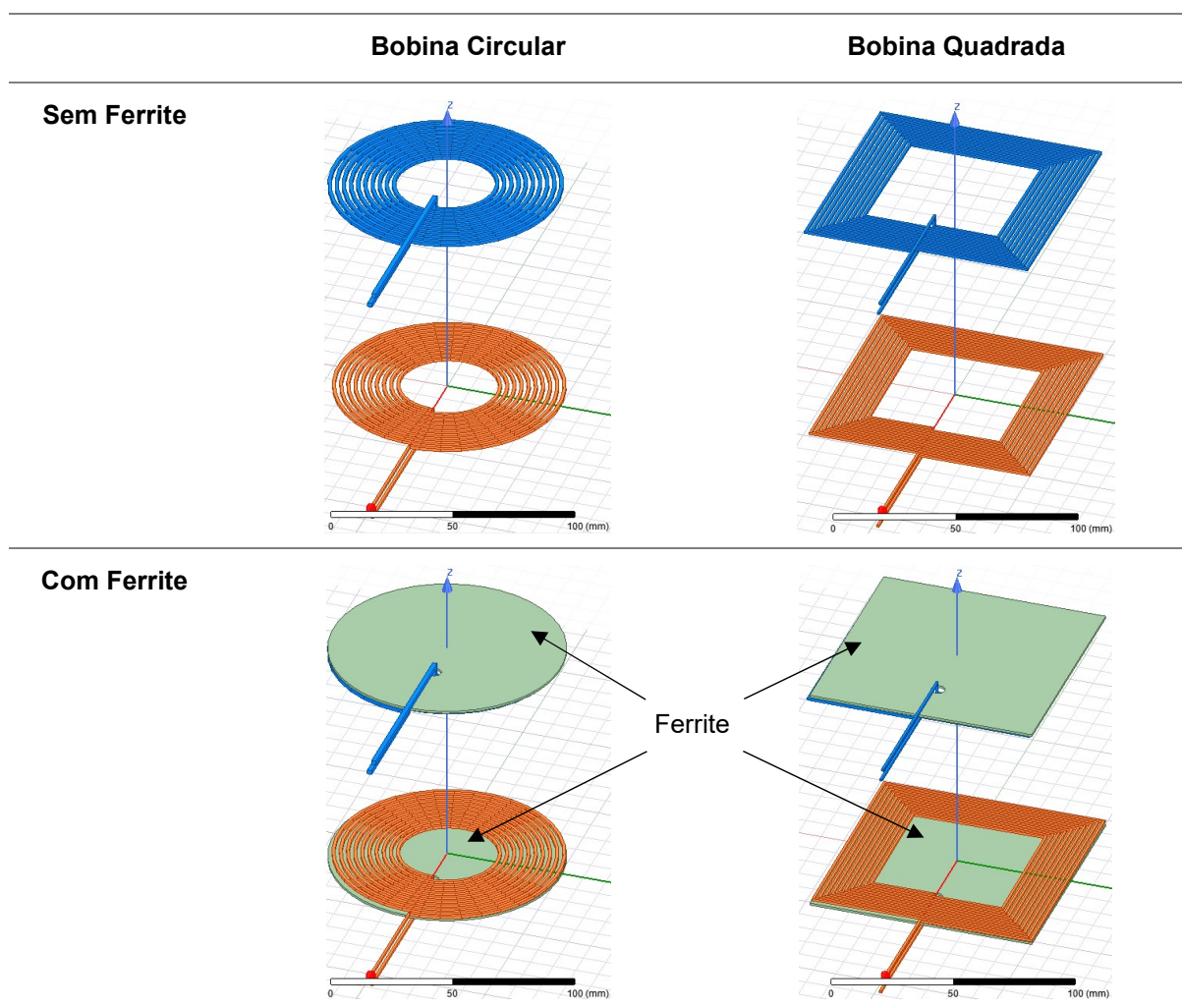
Um outro fator que diferencia os indutores tradicionais dos utilizados em projetos *wireless* é o fato de que nesses últimos o caminho magnético não está limitado por um material magnético. Batra (2015) em seu trabalho analisou o efeito do uso de blindagem no fluxo do campo magnético. Seus estudos mostraram que o uso de blindagens acopladas às bobinas aumenta a quantidade de potência transferida ao mesmo tempo que reduz as emissões magnéticas. Entretanto, o uso de blindagens tem a desvantagem de acrescentar volume, peso e perdas de potência ao sistema TIP.

O ferrite é acrescentado ao projeto do indutor devido a sua baixa resistência aos campos magnéticos o que resulta num aumento da capacidade de transferência de potência considerando o mesmo par de bobinas. As barras ou placas de ferrite podem ser utilizadas em sistemas de bobinas para guiar o fluxo magnético além de também fornecer blindagem magnética (COVIC; BOYS, 2013).

Para verificar a influência do ferrite no acoplamento entre as bobinas foi utilizado o software de simulação Ansys Maxwell 3D que utiliza o método de elementos finitos. Os sistemas de bobinas utilizados nas simulações estão apresentados na Tabela 5. A bobina quadrada foi escolhida para efeito comparativo com a circular devido a semelhança na simetria entre as duas geometrias (LOU; WEI, 2018).

A Tabela 6 resume os parâmetros das bobinas utilizadas nas simulações conforme padrão de variáveis dimensionais da Figura 19. As bobinas do emissor e do receptor são idênticas.

Tabela 5 – Modelos em 3D dos sistemas de pares de bobinas planares utilizados na simulação do efeito do ferrite no campo magnético e na densidade de fluxo magnético.



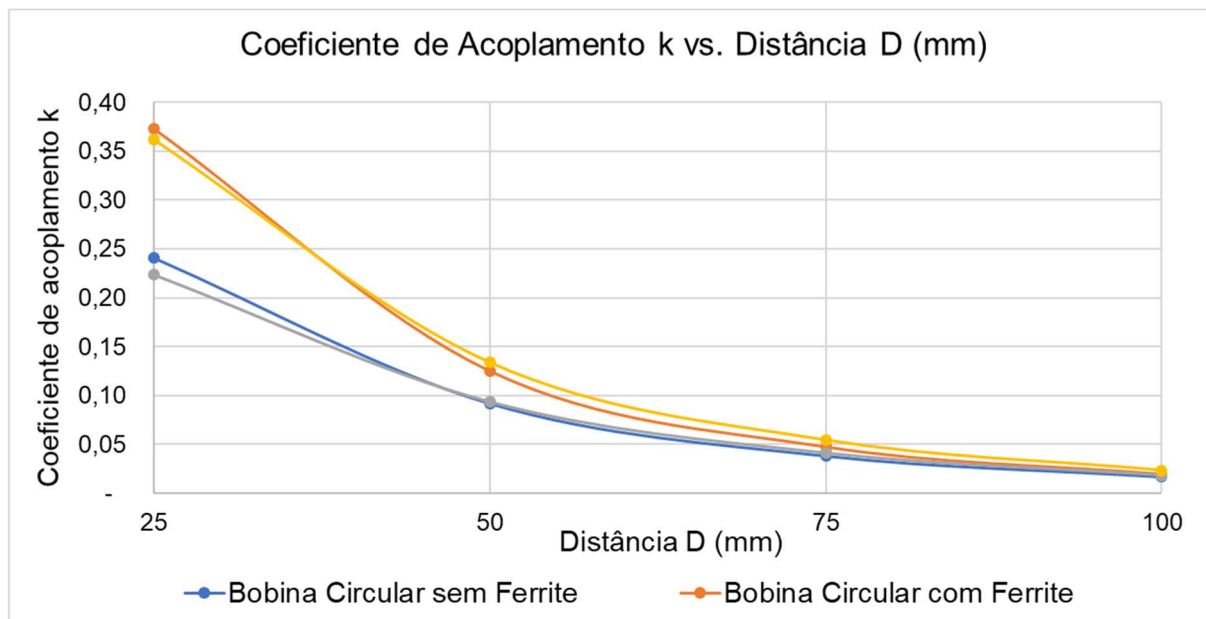
Fonte: Elaborado pela autora utilizando gráficos do software Ansys Maxwell.

Tabela 6 - Parâmetros das bobinas utilizadas nas simulações

Parâmetros	Bobina Circular	Bobina Quadrada
Número de espiras ($N_1 = N_2$)	10	10
Diâmetro interno ($b_1 = b_2$)	41.56mm	40mm
Diâmetro externo ($\varnothing=a_1 = a_2$)	97.90mm	97.86mm
Largura total do enrolamento ($r_1 = r_2$)	28.17mm	28.40mm
Distância entre as bobinas (D)	25-100mm	25-100mm
Espessura da placa de ferrite	1mm	1mm

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 20 - Influência do ferrite no valor de k para diferentes distâncias D entre as bobinas.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

O gráfico da Figura 20 mostra uma redução significativa, em torno de 95%, do valor coeficiente de acoplamento k com o aumento da distância D entre as bobinas independente da geometria ou da presença de ferrite. Conforme dados da Tabela 7, quando $D = 25\text{mm}$ o diâmetro \varnothing externo tanto da bobina circular quanto da bobina quadrada é quatro vezes a distância D, ou seja, a proporção entre esses parâmetros é $\varnothing = 4D$. Nessa distância os resultados das simulações estão em linha com a literatura onde os valores de k para os sistemas TIP variam entre 0,18 e 0,40 (LI, 2009; KIM et al., 2013; FERNANDES, 2015; BATRA, 2015; BARBOSA, 2018).

Nos sistemas TIP a distância de transmissão de energia entre as bobinas varia, por exemplo para aplicações de carregamento de EVs, de 100 mm a 300 mm, e a dimensão da bobina emissora é sempre maior do que a distância de transmissão. Segundo Bandyopadhyay et al. (2018) a relação entre a distância entre as bobinas e o coeficiente de acoplamento k é exponencial, portanto, um acréscimo na distância implica numa redução proporcionalmente muito maior no valor de k, esse comportamento pode ser verificado nos resultados da simulação apresentados no gráfico da Figura 20. Assim, para maximizar os níveis de potência transferida um sistema de duas bobinas deve ser projetado em função dessa relação entre a dimensão e a distância entre as bobinas. Segundo a literatura, a o nível potência transmitida é maior quando a largura da bobina emissora é três vezes maior do que a distância entre as bobinas (COVIC; BOYS, 2013; SALLÁN et al., 2009; LOU; WEI, 2018).

Tabela 7 – Influência da adição do ferrite no valor de k para diferentes distâncias entre as bobinas.

Distância D (mm)	Bobina Circular			Bobina Quadrada		
	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. k	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. k
25	0,2409	0,3726	155%	0,2235	0,3620	162%
50	0,0918	0,1248	136%	0,0935	0,1337	143%
75	0,0381	0,0473	124%	0,0413	0,0543	131%
100	0,0167	0,0195	116%	0,0186	0,0233	125%

Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A análise da Tabela 7 mostra que a inclusão das placas de ferrite como blindagem magnética, tanto no lado do emissor quando no lado do receptor, implicou num aumento do coeficiente de acoplamento entre 16% e 62%, conforme a distância e a geometria das bobinas, mas em todas as condições representou uma melhora no valor de k. Valores coerentes com os resultados de Kim et al (2013) e de Batra (2015) que obtiveram um aumento, respectivamente, de 68,2% e 65,2% no valor de k ao incluir o ferrite no sistema de bobinas. O efeito do aumento da distância D no valor do coeficiente de acoplamento k é menor para a bobina quadrada do que para a circular. Esses resultados corroboram com os resultados de Lou e Wei (2018) que verificaram que a inclusão da blindagem de ferrite tem um efeito maior na indutância mútua M das bobinas quadradas.

Tabela 8 – Influência da adição do ferrite no valor de M para diferentes distâncias entre as bobinas.

Distância D (mm)	Bobina Circular			Bobina Quadrada		
	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. M	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. M
25	1,6227	5,0385	311%	2,4379	7,6624	314%
50	0,6740	1,6340	242%	1,1167	2,7428	246%
75	0,2879	0,6205	216%	0,5087	1,1160	219%
100	0,1272	0,2559	201%	0,2325	0,4750	204%

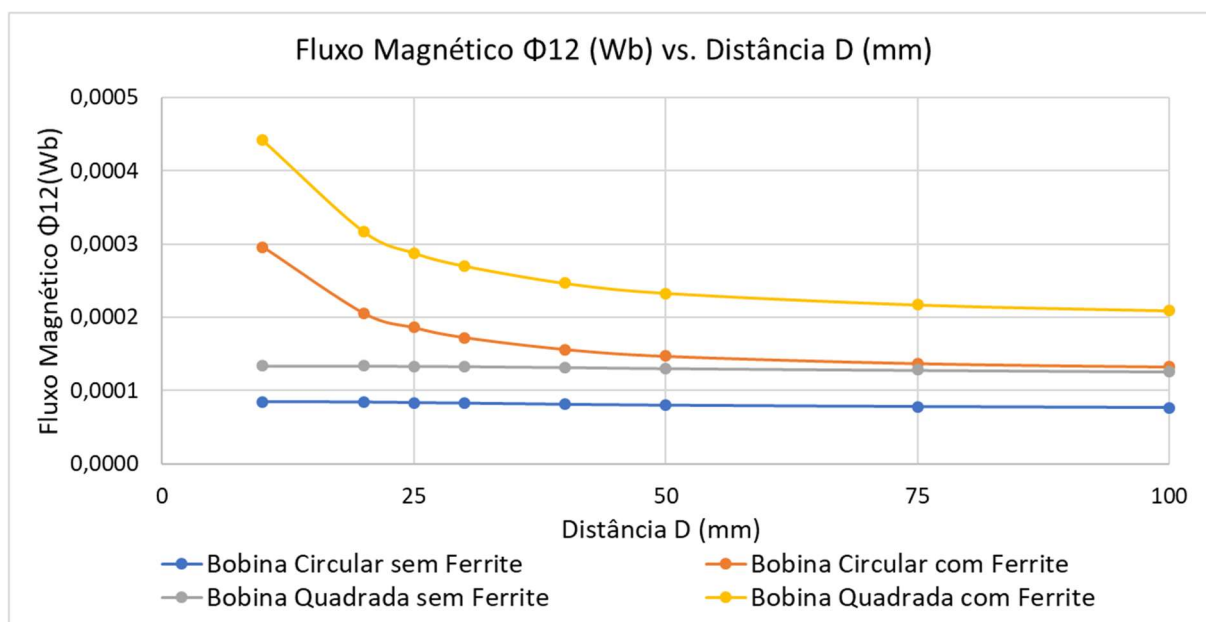
Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A Tabela 8 mostra o impacto do ferrite nos valores de M para os sistemas de bobinas da Tabela 5. Quando há blindagem eletromagnética com ferrite a indutância mútua (M) aumenta em função do aumento do fluxo magnético devido a menor resistência magnética oferecida pelo ferrite. Para D=25mm o ferrite triplicou o valor da

indutância mútua M , mesmo resultado reportado por Batra (2015) ao incluir a blindagem com ferrite somente no centro das bobinas separadas por $D=100\text{mm}$.

O fluxo magnético é a medida do campo magnético total que atravessa uma determinada área. A presença do ferrite melhora o valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} independente da geometria da bobina, como mostra o gráfico da Figura 21. Entretanto, o ferrite deixa o sistema de bobinas mais sensível às variações da distância D .

Figura 21 - Influência do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes distâncias entre as bobinas.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

Na Figura 21 o fluxo magnético é inversamente proporcional à distância entre as bobinas, entretanto essa relação é exponencial para os sistemas com ferrite e linear quando não há essa blindagem. Entre os pontos $D=25\text{mm}$ e $D=50\text{mm}$ a razão entre o diâmetro das bobinas e a distância entre elas varia de 3,92 a 1,96, a partir de $D=49\text{mm}$ a razão é inferior a 2. A transferência de potência é máxima quando essa razão está entre 2 e 3 o que explica o comportamento do fluxo magnético a partir desse ponto.

O efeito do ferrite é mais intenso no fluxo magnético entre as bobinas circulares, entretanto, o valor do fluxo magnético entre as bobinas quadradas é, em média, 60% maior como mostram os dados da Tabela 9. O ferrite também tem efeito na distribuição do campo magnético, essa distribuição depende de inúmeros fatores, incluindo o uso ou não de blindagem eletromagnética e a geometria da bobina. Sistemas TIP eficientes devem garantir uma distribuição uniforme do campo magnético na superfície

das bobinas, quanto maior a distância entre elas menos uniforme será essa distribuição (YINLIANG; YUANMAO; YOUNGANG, 2011).

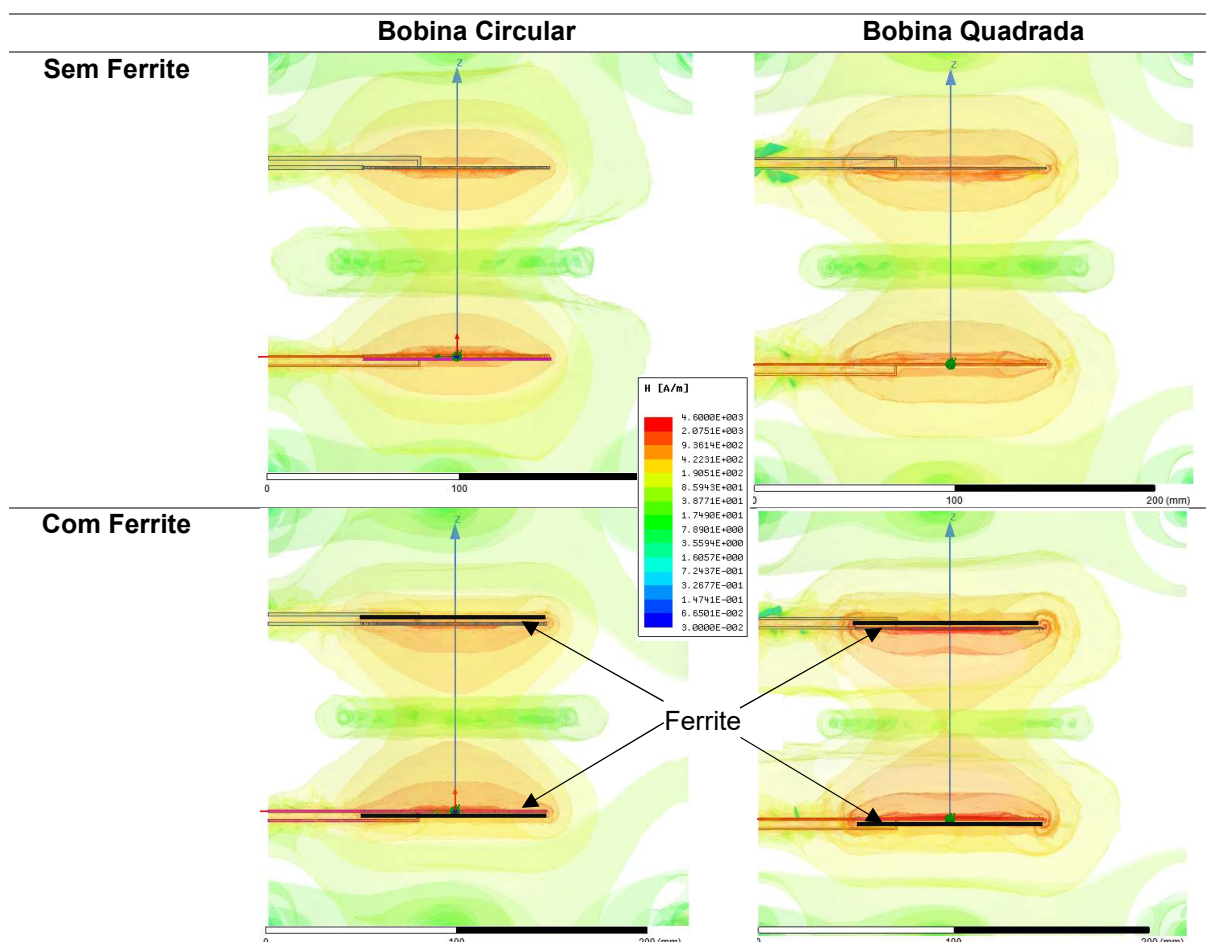
Tabela 9 – Influência da adição do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes distâncias entre as bobinas. Valores em Weber (Wb).

Distância D (mm)	Bobina Circular			Bobina Quadrada		
	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. Φ_{12}	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. Φ_{12}
25	84 μ	186 μ	221%	133 μ	288 μ	217%
50	80 μ	147 μ	184%	131 μ	233 μ	178%
75	78 μ	137 μ	176%	128 μ	217 μ	170%
100	77 μ	133 μ	173%	126 μ	209 μ	166%

Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A Tabela 10 mostra a influência da adição da placa de ferrite na intensidade dos campos magnéticos dos sistemas de bobinas da Tabela 5. A Tabela 11 mostra os vetores desses mesmos campos.

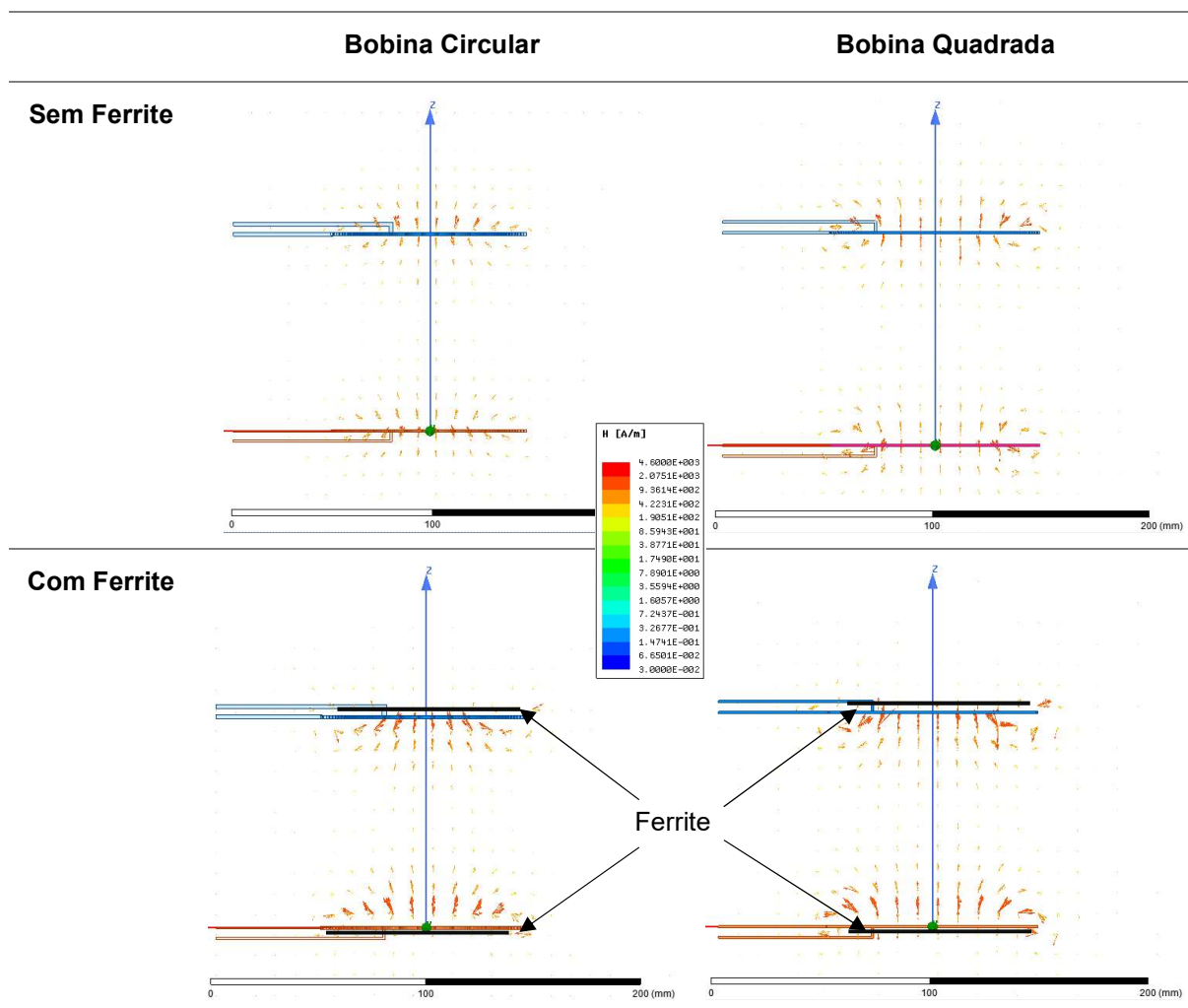
Tabela 10 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A análise dos campos da Tabela 10 mostra que sistemas de bobinas com placas de ferrite acopladas têm um campo magnético mais intenso na região entre as bobinas. Isso ocorre porque o ferrite tem uma influência significativa no perfil espacial desses campos magnéticos, pois oferece um caminho de menor relutância para o fluxo magnético circular entre o lado interno e o lado externo do sistema de bobinas (BATRA, 2015). O ferrite, neste caso reduz o fluxo magnético fora da região de transferência de energia o que resulta num melhor acoplamento entre as bobinas (TEJEDA et al., 2017). A adição da placa de ferrite como blindagem magnética limitou e concentrou o campo magnético no espaço entre as bobinas como mostrado na Tabela 10, o que explica o aumento do valor do coeficiente de acoplamento k conforme dados da Tabela 7 .

Tabela 11 – Corte vertical do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. $D=100\text{mm}$.

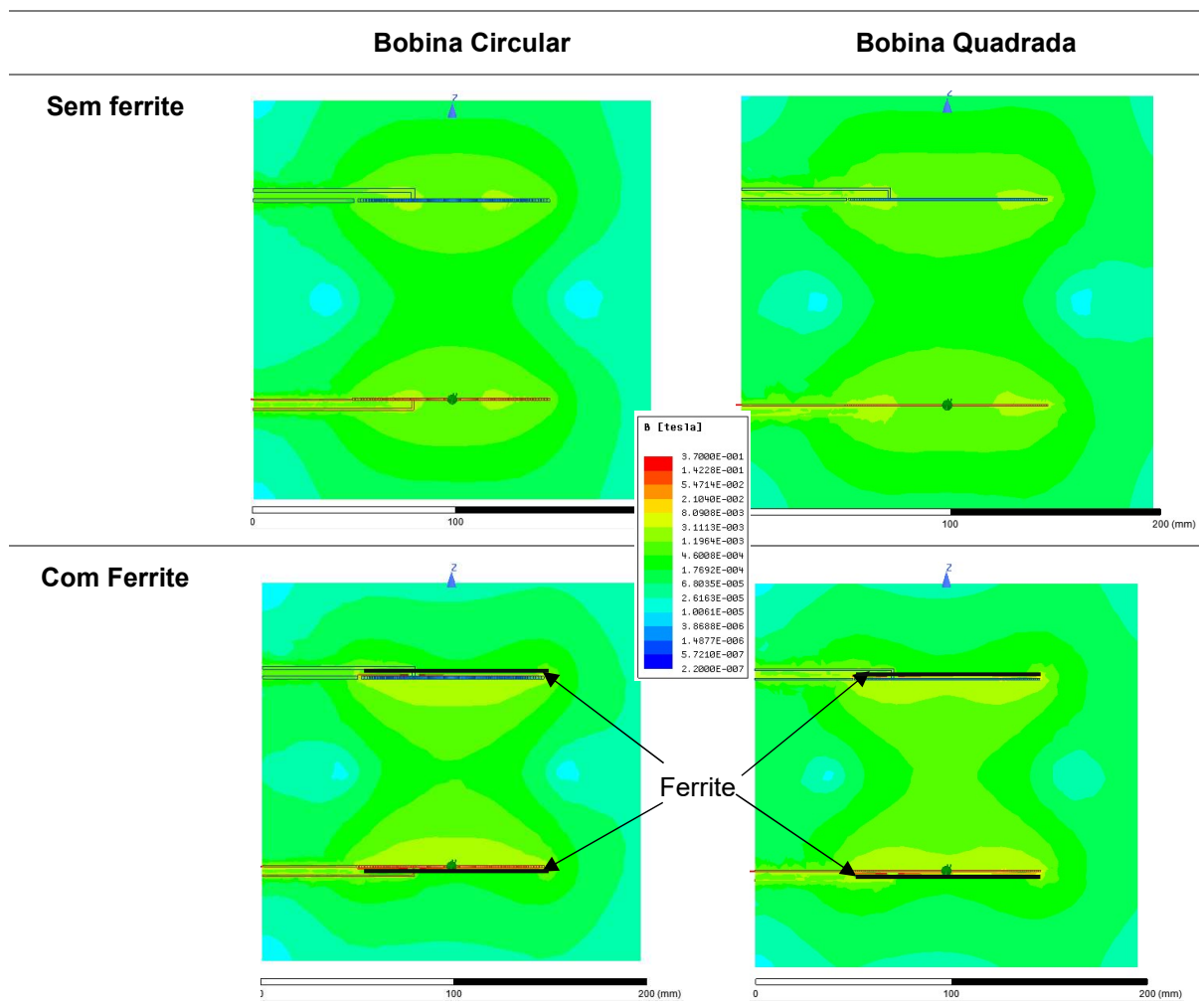


Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Os vetores do campo magnético das figuras da Tabela 11 mostram que a presença do ferrite aumenta o número e a amplitude dos vetores normais à superfície

das bobinas, resultado da redução as emissões de fluxo de dispersão. Quanto menor o fluxo de dispersão, maior a concentração de campo magnético na região de transferência de energia entre as bobinas e mais potência será transferida pelo sistema TIP (YINLIANG; YUANMAO; YOUNGANG, 2011). Isso explica o aumento da indutância mútua M e do fator de acoplamento k , efeito que também pode ser observado na densidade do fluxo magnético B conforme gráficos da Tabela 12.

Tabela 12 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito do ferrite na densidade do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas. $D=100\text{mm}$.



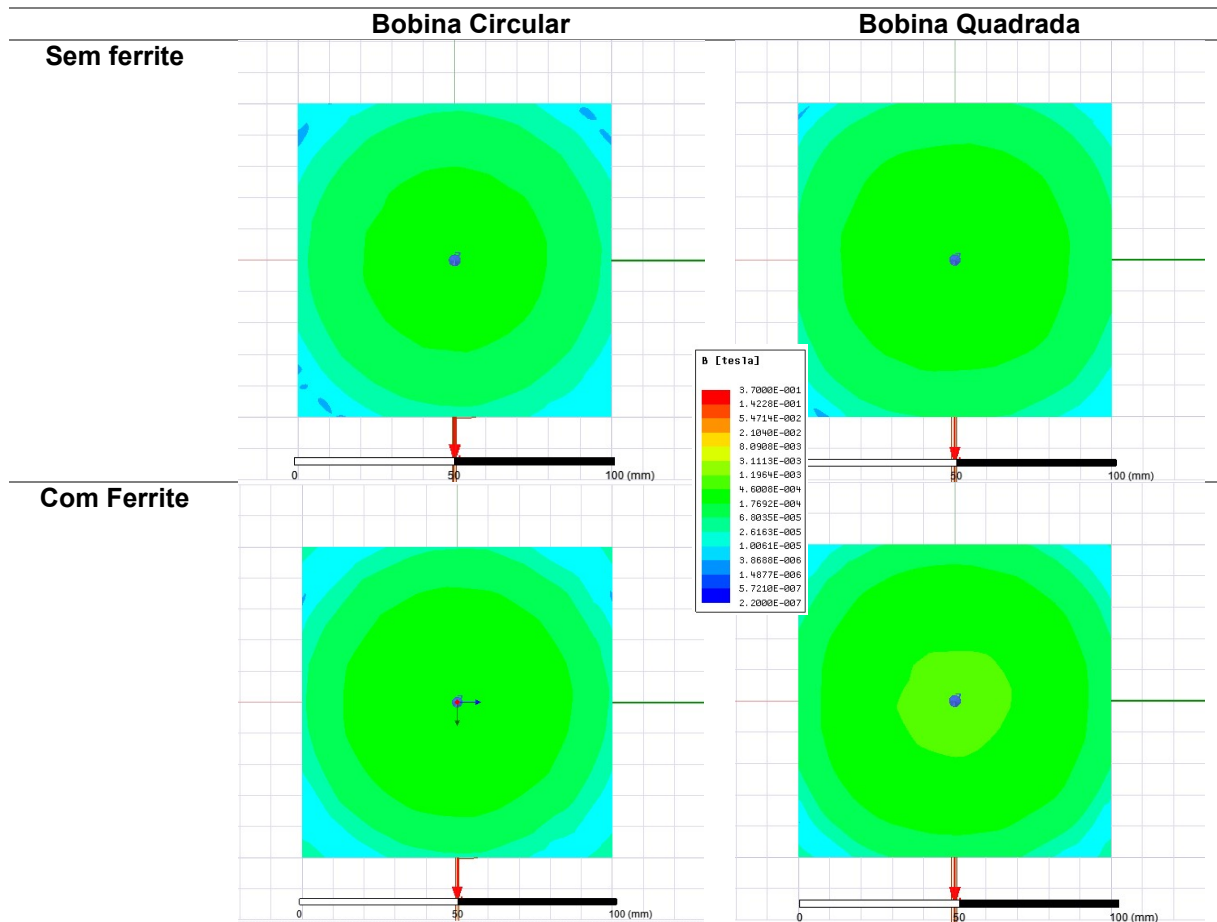
Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A Tabela 12 compara a densidade de fluxo magnético entre as bobinas circulares e quadradas, com e sem a presença da placa de ferrite. Como referência, na superfície da terra na latitude 0° (equador) $B = 31\mu\text{T}$, esse valor corresponde a cor azul turquesa na legenda da Tabela 12.

A Tabela 13 mostra distribuição da densidade de fluxo magnético B entre as bobinas. As bobinas quadradas apresentam uma área maior com densidade uniforme do que as circulares quando não há ferrite. Com ferrite, as bobinas circulares

apresentam uma distribuição mais uniforme enquanto as bobinas quadradas apresentam uma concentração de B na zona central das bobinas.

Tabela 13 – Corte horizontal do resultado da simulação: Efeito do ferrite na densidade do campo magnético B de pares de bobinas circulares e quadradas. D=100mm.



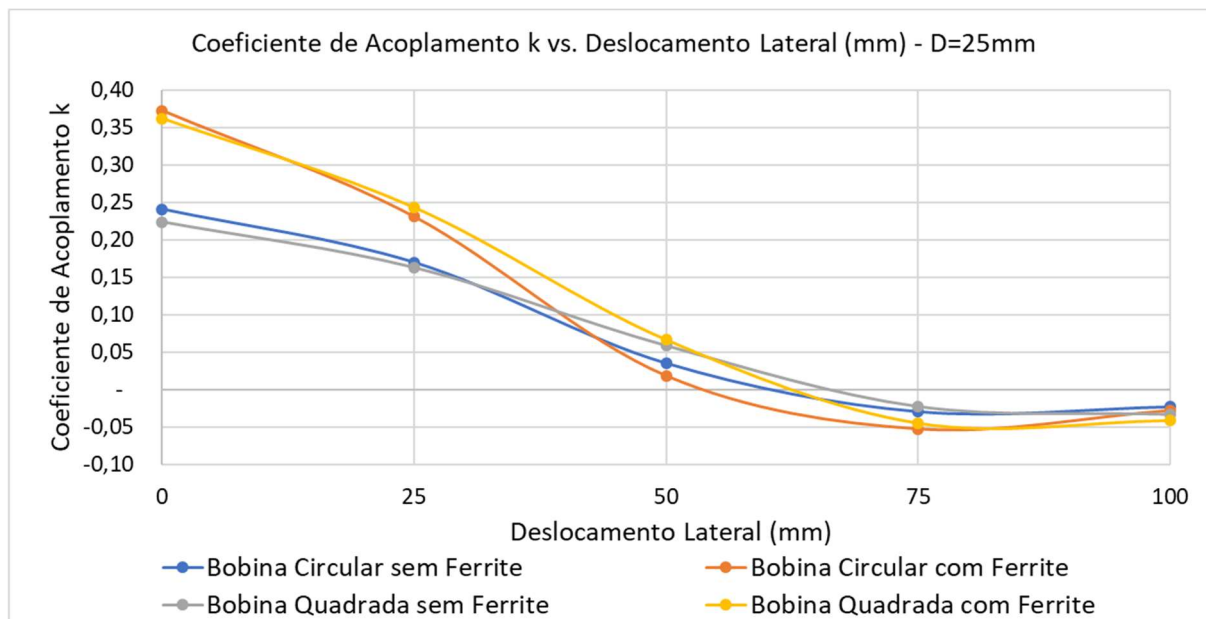
Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Para verificar o efeito do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fator de acoplamento k o sistema de bobinas foi simulado para valores de deslocamento variando entre 0mm (nenhum deslocamento) e 100mm (totalmente desalinhado), com passos de 25mm e distâncias entre as bobinas igual a D=25mm.

Os resultados gerados pelo software de elementos finitos quando a distância entre as bobinas é igual a D=25mm e a bobina receptora está se deslocando lateralmente no eixo y em relação a bobina emissora, estão apresentados na Figura 22.

O valor de k, assim como para o deslocamento vertical, decai à medida que as bobinas se deslocam lateralmente. A diferença é que quanto mais as bobinas se afastam, k pode ficar negativo se a direção das correntes dos lados acoplados das bobinas ficarem opostas como previsto na Figura 13.

Figura 22 - Influência do ferrite no valor de k para diferentes deslocamentos laterais entre as bobinas.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

A análise da Figura 22 mostra que o valor de k para as bobinas quadradas supera o coeficiente de acoplamento das bobinas circulares até o ponto em que o desalinhamento entre as bobinas é equivalente a 50% do diâmetro da bobina. A partir desse ponto a bobina quadrada supera as demais, o que sugere que essa geometria é mais tolerante a deslocamentos, resultado em linha com o trabalho de SALLÁN et al. (2009).

Tabela 14 – Influência da adição do ferrite no valor de k quando há deslocamento entre as bobinas para D=25mm.

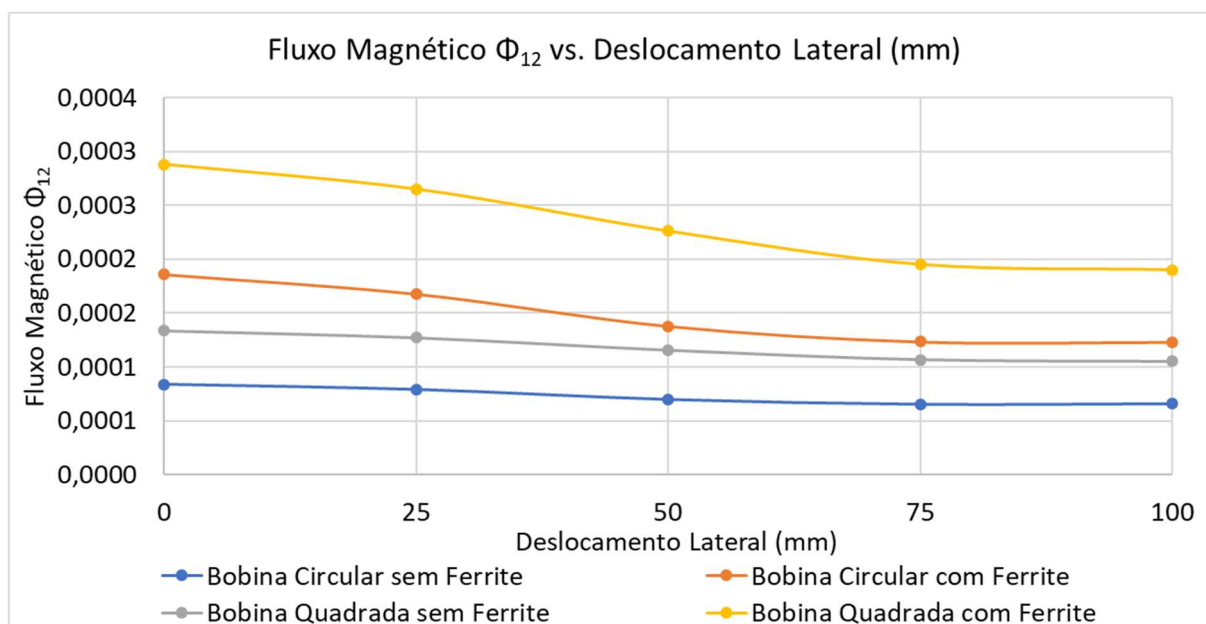
Deslocamento Lateral (mm)	Bobina Circular			Bobina Quadrada		
	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. k	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. k
0	0,2409	0,3726	155%	0,2235	0,3620	162%
25	0,1698	0,2309	136%	0,1627	0,2432	150%
50	0,0353	0,0185	53%	0,0585	0,0667	114%
75	-0,0294	-0,0525	179%	-0,0226	-0,0447	197%
100	-0,0231	-0,0279	121%	-0,0332	-0,0412	124%

Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

O ferrite melhora o fator de acoplamento para as duas geometrias, entretanto esse efeito é mais intenso nas bobinas quadradas e varia conforme a distância entre as bobinas. Esse resultado que mostra que apesar de melhorar o acoplamento entre as bobinas o ferrite deixa o sistema mais sensível aos desalinhamentos, sendo que

as bobinas sem ferrite superam as com a blindagem para deslocamentos superiores a 50mm, ou > 50%, independentemente da geometria.

Figura 23 - Influência do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) para diferentes deslocamentos laterais entre as bobinas.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

O gráfico da Figura 23 mostra a variação do fluxo magnético quando há deslocamento lateral da bobina receptora em relação a emissora. À medida que as bobinas se afastam lateralmente, a distribuição do campo magnético fica menos uniforme como observado nos gráficos da Tabela 16 (visão lateral do campo magnético) e Tabela 17 (visão frontal). O deslocamento lateral, da bobina receptora em relação a emissora, ao longo do eixo y, é de 100mm. Nesse ponto as bobinas estão totalmente desalinhadas entre si. Em 0mm as bobinas estão concêntricas.

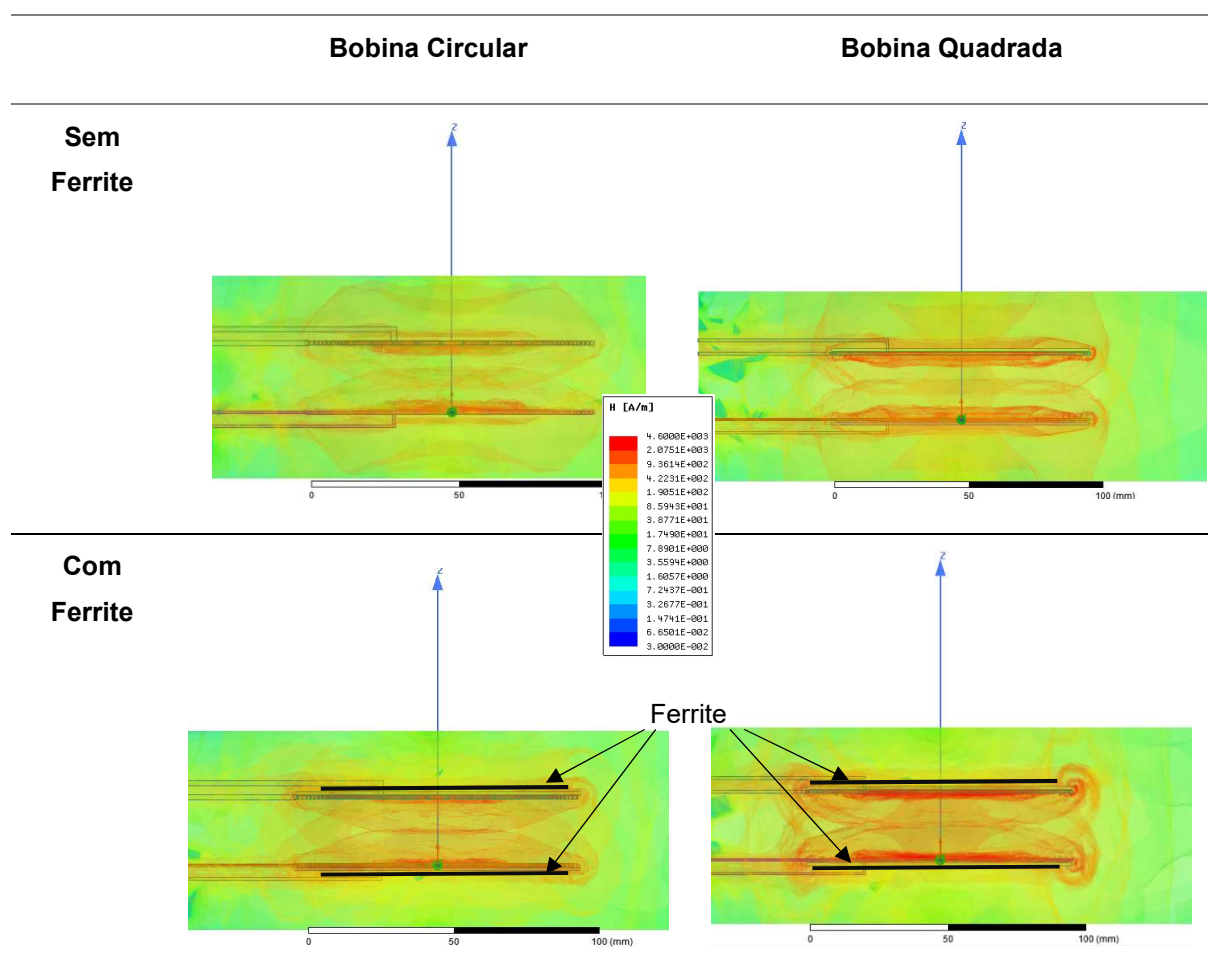
Tabela 15 – Influência da adição do ferrite no valor do fluxo magnético entre as bobinas (Φ_{12}) quando há deslocamento lateral entre as bobinas para D=25mm. Valores em Weber (Wb).

Deslocamento Lateral (mm)	Bobina Circular			Bobina Quadrada		
	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. Φ_{12}	Sem Ferrite	Com Ferrite	% Var. Φ_{12}
0	83,6 μ	185,6 μ	222%	133,5 μ	288,0 μ	216%
25	78,9 μ	167,5 μ	212%	127,0 μ	265,0 μ	209%
50	69,8 μ	137,8 μ	198%	115,5 μ	226,0 μ	196%
75	65,4 μ	123,3 μ	189%	106,7 μ	195,0 μ	183%
100	65,9 μ	123,1 μ	187%	105,1 μ	190,0 μ	181%

Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

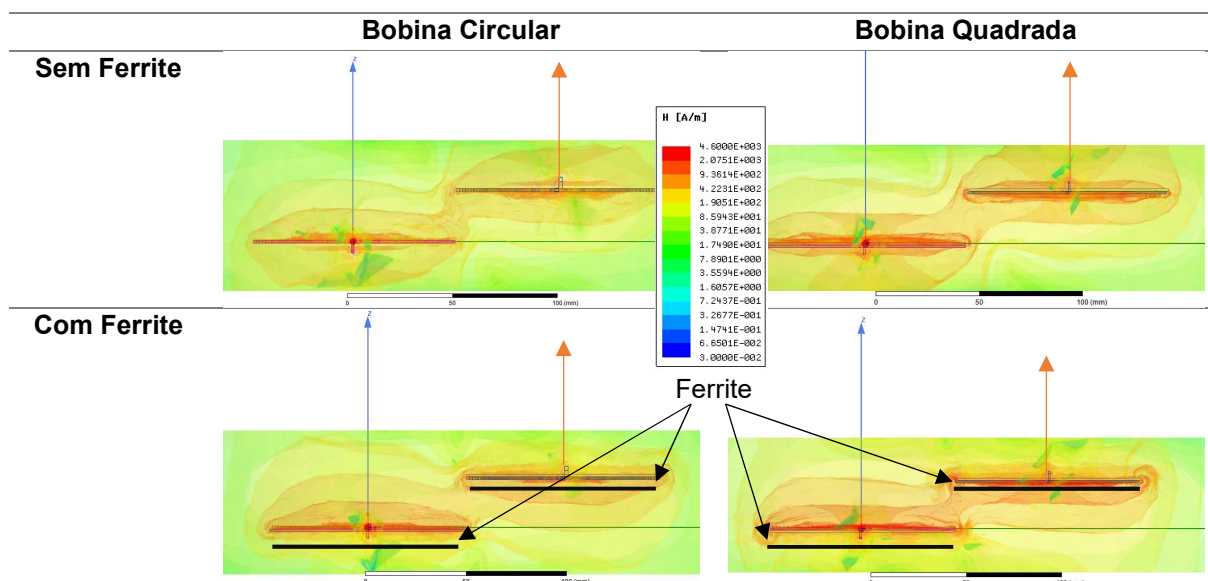
Assim como nas condições de afastamento horizontal das bobinas, quando há deslocamento lateral, o fluxo magnético é, em média, 60% maior nas bobinas quadradas. A análise da Tabela 15 indica que o fluxo magnético decai proporcionalmente mais rápido nas bobinas circulares do que nas quadradas, corroborando com os resultados desse trabalho e da literatura que mostram que a geometria quadrada é menos sensível aos desalinhamentos tanto verticais quanto horizontais das bobinas (SALLÁN et. al, 2009; LUO; WEI, 2018). O efeito do ferrite é similar nas duas geometrias, entretanto esse efeito varia com o valor do deslocamento reforçando o conceito de que a blindagem eletromagnética deixa o sistema de bobinas mais sensível aos desalinhamentos.

Tabela 16 – Visão lateral do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

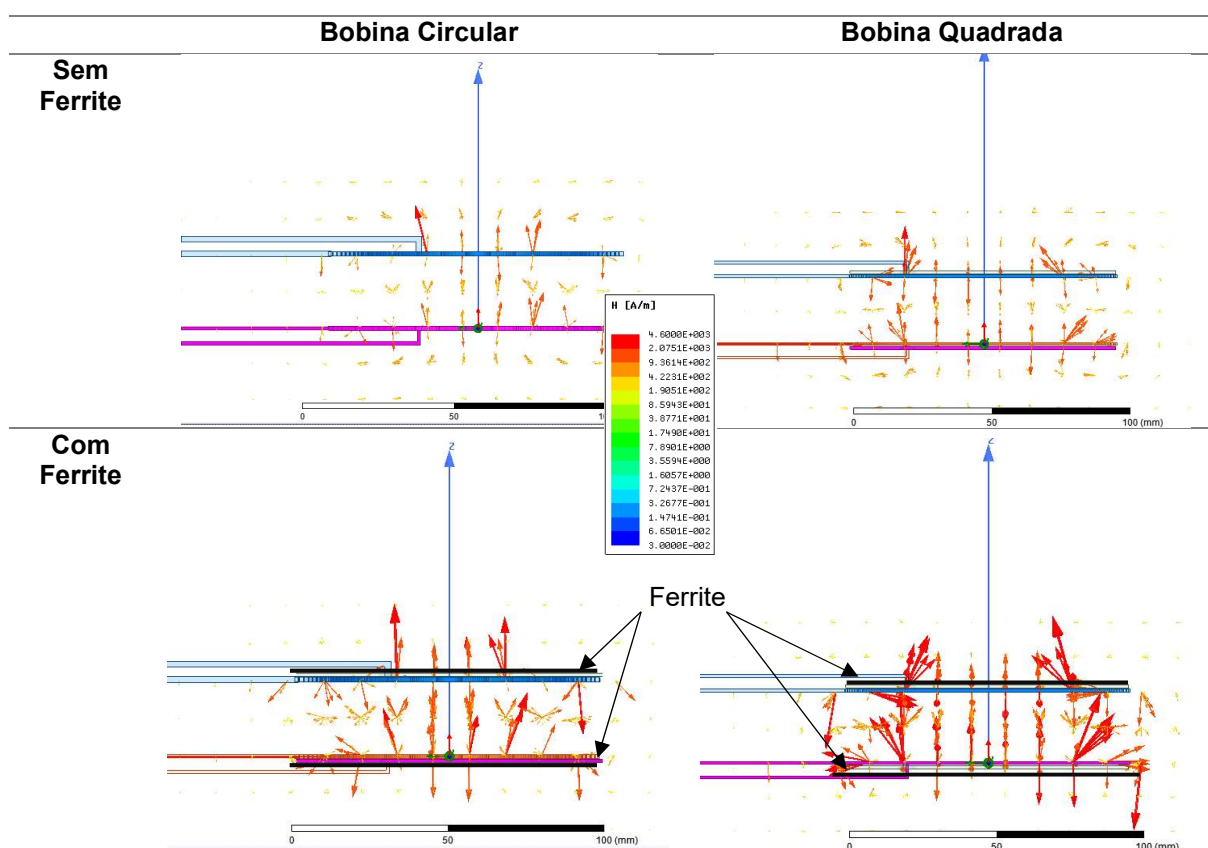
Tabela 17 – Visão frontal do resultado da simulação do efeito do ferrite no campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm. A seta vertical azul indica o eixo Z da bobina da emissora; a seta laranja é o eixo Z da receptora.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

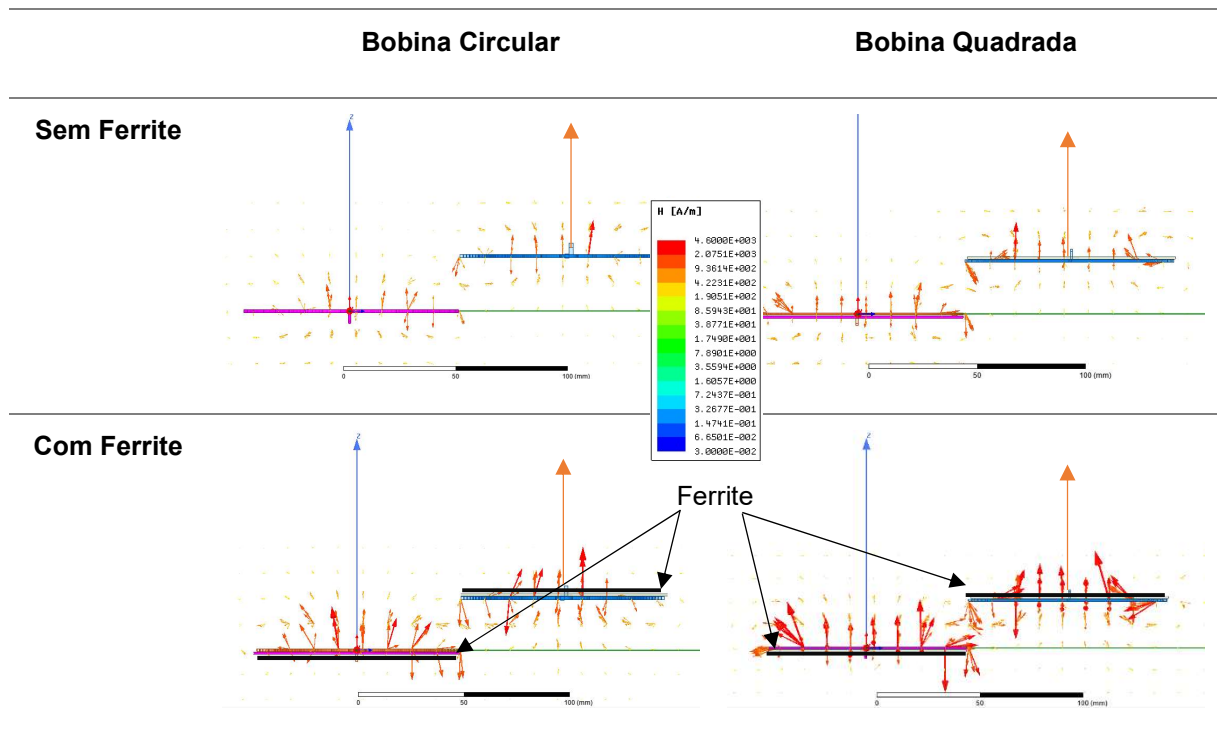
A Tabela 18 mostra a visão lateral dos vetores do campo magnético. A Tabela 19 mostra a visão frontal dos vetores evidenciando o efeito do deslocamento lateral na sua amplitude e direção.

Tabela 18 – Visão lateral do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100mm. D=25mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Tabela 19 – Visão frontal do resultado da simulação do efeito do ferrite nos vetores do campo magnético de pares de bobinas circulares e quadradas deslocadas lateralmente entre si em 100m. D=25mm. A seta vertical azul indica o eixo Z da bobina da emissora; a seta laranja é o eixo Z da receptora.



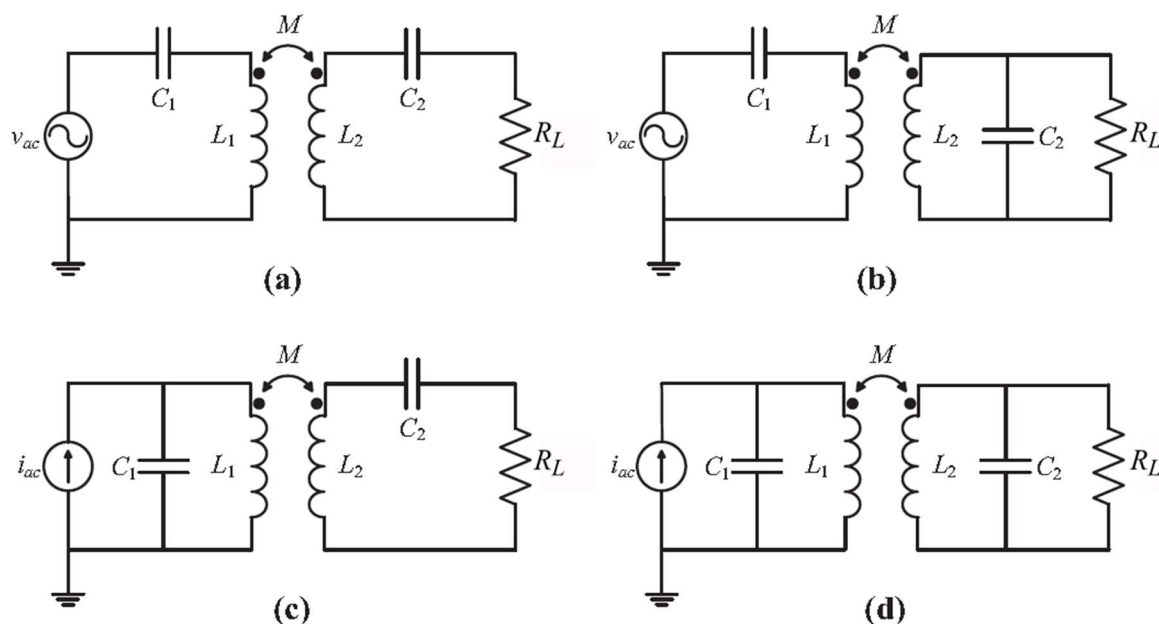
Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Bobinas quadradas, apesar de menos eficientes, do ponto de vista de transferência de energia, do que as circulares apresentam uma maior tolerância aos desalinhamentos entre o emissor e o receptor em função da distribuição do campo magnético mais uniforme. Essa característica representa uma vantagem da geometria quadrada quando aplicada a sistemas de carregamento dinâmicos onde o receptor, que está em movimento, varia sua posição em relação ao emissor. Para aplicações de sistemas de carregamento estáticos, os sistemas de bobinas circulares transferem níveis maiores de potência do que o sistemas de bobinas quadradas até o ponto onde a razão entre o diâmetro e a distância entre as bobinas passa a ser menor do que dois (SALLÁN et al., 2009; Bi et al., 2016; LU et al., 2016; LUO; WEI, 2018).

3 TOPOLOGIAS DE COMPENSAÇÃO

Os sistemas TIP podem ser divididos em quatro categorias de acordo com a topologia do circuito ressonante conforme apresentado na Figura 25. As quatro topologias básicas de compensação, denominadas SS, SP, PS e PP, são apresentadas na Figura 25. As letras 'S' ou 'P' significam S de série ou P de paralelo, indicando como os capacitores de compensação estão conectados às bobinas. A primeira letra representa o lado do emissor e a segunda letra representa o lado do receptor (MUSAVI, 2012; BARTRA, 2015; FERNANDES, 2015; BI et al., 2016; KIM et al., 2018).

Figura 25 - Topologias de Compensação: (a) SS - Série-Série, (b) SP - Série-Paralelo, (c) PS - Paralelo-Série e (d) PP - Paralelo-Paralelo.



Fonte: Adaptado de BI et al. (2016).

SALLÁN et al. (2009) conduziram estudos comparativos entre as quatro categorias e demonstraram que as topologias SS e SP são as de menor custo financeiro para os sistemas de alta potência, pois demandam menos massa de cobre, um metal de alto custo, para os enrolamentos das bobinas. Se comparadas as topologias PS e PP, as compensações SS e SP demandam 20% a menos de massa de cobre do que as primeiras para o mesmo nível de eficiência η (98%). Os resultados também indicaram que para baixos níveis de potência, onde a seção do fio do enrolamento não é um limitador, as topologias PP e PS podem transmitir a distâncias mais longas com a mesma frequência de operação. Segundo Wang, Covic e Stielau

(2004) essas mesmas topologias, PP e PS, apresentam uma dependência das condições da carga conectada ao circuito secundário. Isso significa que o cálculo da capacitância da malha de compensação no circuito do primário, chamada de capacitância primária, depende das condições da carga. Essa dependência do estado da carga não ocorre com as topologias SS e SP. Do ponto de vista de redução das emissões magnéticas, Batra (2015) analisou as topologias SS e SP e concluiu que a topologia SP tem uma ligeira vantagem sobre a SS, devido a componente indutiva adicional da corrente do secundário.

Diversos estudos mostram que das quatro topologias básicas de compensação a compensação em série no lado transmissor, SS e SP, é mais eficiente para sistemas TIP (WANG; COVIC; STIELAU, 2004; SALLÁN et al., 2009, PESCHIERA; WILLIAMSON, 2013; BATRA, 2015).

Os resultados dos estudos anteriores sugerem que a compensação SS, é a mais adequada para, por exemplo aplicações de carregamento de veículos elétricos cuja carga é considerada puramente resistiva, devido a três fatores principais: 1) sendo garantidas as condições de ressonância, é indicada para cargas variáveis (PESCHIERA; WILLIAMSON, 2013); 2) menor custo em função da menor massa de cobre (SALLÁN et al., 2009) e 3) conforme a Tabela 20, na topologia SS o cálculo da capacitância primária C_1 é o único que não depende do coeficiente de acoplamento, sendo indiferente às variações da distância entre o emissor e o receptor. (WANG; COVIC; STIELAU, 2004; FERNANDES, 2015; BI et al., 2016; KIM et al., 2018).

Tabela 20 - Cálculo das capacitâncias do primário (C_1) para as diferentes topologias apresentadas na Figura 25.

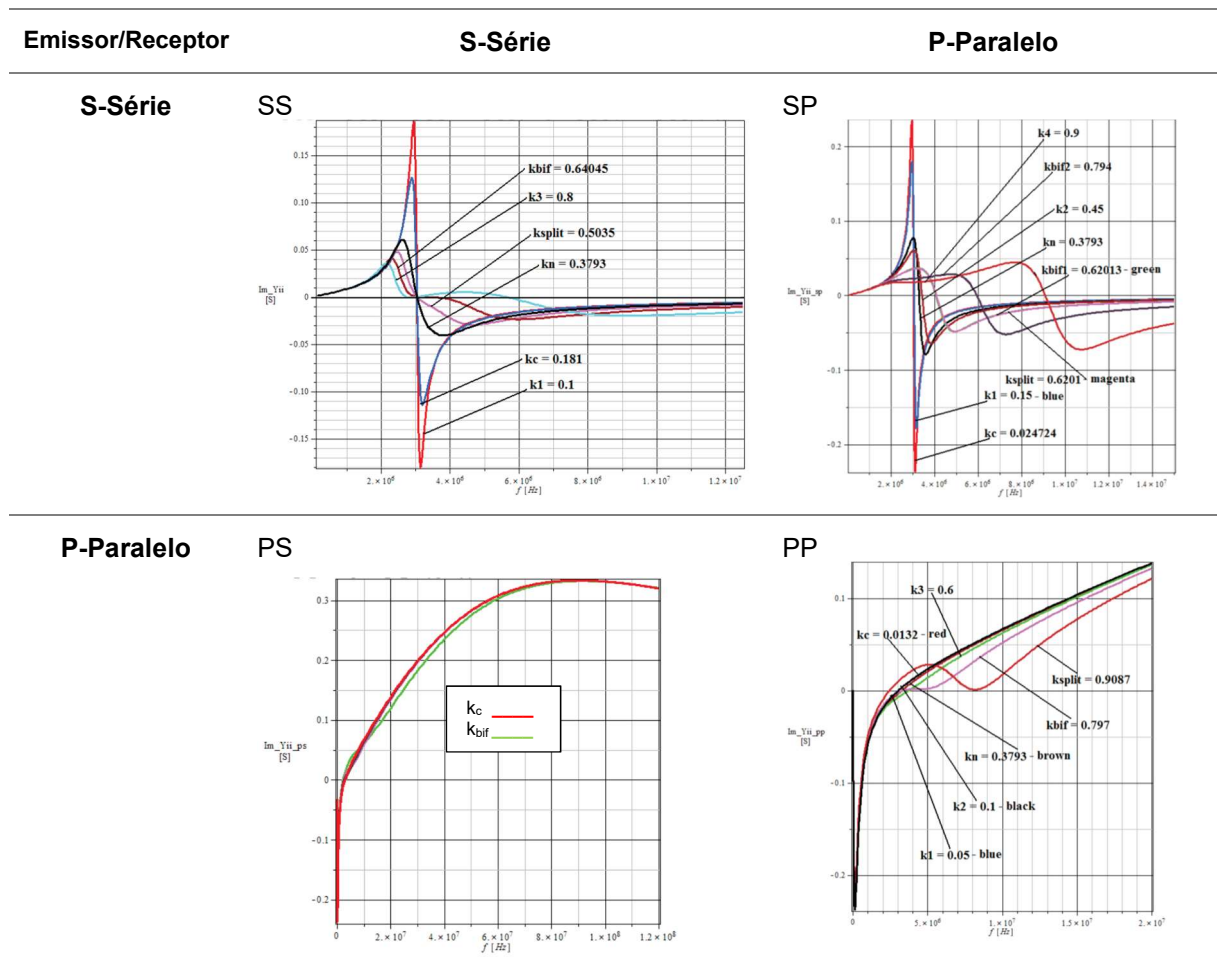
Topologias	C_1
SS - Serie-Serie	$\frac{L_2 C_2}{L_1}$
SP - Serie-Paralelo	$\frac{L_2^2 C_2}{L_1 L_2 - M^2}$
PS- Paralelo-Série	$\frac{L_2 C_2}{L_1 + \frac{M^4}{L_1 L_2 C_2 R_L^2}}$
PP- Paralelo-Paralelo	$\frac{L_2^2 C_2 (L_1 L_2 - M^2)}{(L_1 L_2 - M^2)^2 + \frac{M^4 C_2 R_L^2}{L_2}}$

Fonte: Tabela elaborada pela autora com base em (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

A compensação em série (S), devido à natureza do seu elemento capacitivo, requer tensões mais altas e correntes mais baixas, se comparadas à compensação em paralelo (P). Combinações série-paralelo de capacitores permitem adequar os níveis de tensão e corrente dos circuitos (AZAMBUJA, 2012; VILLA et al., 2012; LI et al., 2015; MURLIKY, 2017). Segundo Wang, Covic e Stielau (2004) a topologia PP é a mais utilizada nos sistemas industriais de alta potência devido ao alto valor da corrente do primário, proporcionado por essa topologia.

Wang, Covic e Stielau (2004) estudaram o fenômeno da bifurcação para as quatro topologias básicas de compensação, os resultados demonstraram que a capacitância primária C_1 nas topologias de compensação PS e PP depende da condição de carga, o que não ocorre nas topologias de compensação SS e SP. Portanto, as topologias de compensação SS e SP são mais adequadas para condições de carga variável, pois a ressonância não será afetada por essas variações.

Tabela 21 – Gráfico da resposta em frequência da susceptância para as quatro topologias básicas de compensação e diferentes valores do fator de acoplamento k .

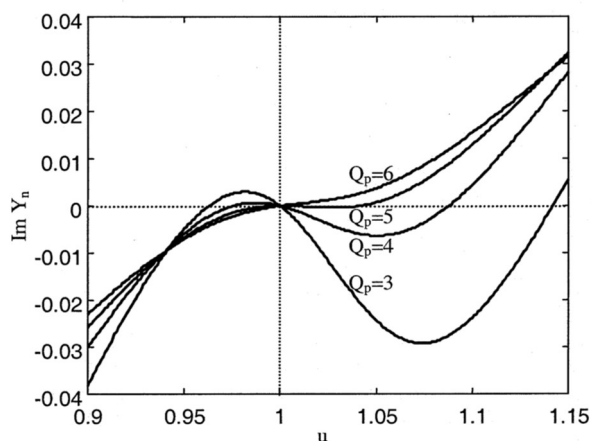


Fonte: Tabela elaborada pela autora com base em (IORDACHE et al., 2016).

lordache et al. (2016) analisaram o fenômeno de bifurcação para as quatro topologias básicas de compensação. Os resultados mostraram que o fenômeno só aparece para as topologias SS e SP. A Tabela 21 mostra a resposta em frequência da susceptância, em Siemens (S), vista pela fonte para sete valores distintos do fator de acoplamento, variando de k_1 até k_7 , e operação normal, k_n . A susceptância é parte imaginária da admitância, e no caso dos indutores é inversamente proporcional a sua indutância e frequência de operação. k_{bif} e k_{split} são, respectivamente, os fatores de acoplamento associados à bifurcação e ao ponto máximo da curva de tensão na carga e frequência. Quando $k > k_{bif}$ a faixa de frequência correspondente é chamada de região de bifurcação, enquanto a faixa correspondente a $k < k_{bif}$ é chamada de região livre de bifurcação.

Os resultados de lordache et al. (2016) apresentados na Tabela 21 mostram que para a resposta em frequência varia para cada topologia de compensação. O fenômeno de bifurcação não aparece na topologia PS, o que significa que não é visível para esse tipo de representação gráfica. Na topologia SS observa-se uma redução do pico negativo na região de bifurcação, quando $k > k_{bif}$. Para as topologias SP e PP, quando $k > k_{bif}$, ocorre um deslocamento do ponto de cruzamento de zero da curva em relação ao valor da frequência de ressonância. Wang, Covic e Stielau (2004) analisaram a curva da susceptância para a topologia PP para diferentes proporções entre Q_1 e Q_2 . Na Figura 26 o eixo y é a susceptância dada em Siemens (S) e o eixo x é o valor de Q_2 normalizado para $Q_2=5$ ($u=1$), valor típico utilizado nos projetos de sistemas TIP.

Figura 26 – Susceptância, para a topologia PP, para diferentes razões entre os fatores de qualidade Q_1 e Q_2 , normalizado para $Q_2 = 5$.



Fonte: (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

Na Figura 26 mostra que em situações em que o fator de qualidade do primário é muito maior do que o do secundário ($Q_1 \gg Q_2$), observa-se apenas um ângulo de fase zero (ZPA) e com frequência igual a de ressonância do secundário. Na situação oposta, quando $Q_1 \ll Q_2$, é possível observar até três ZPAs.

Propostas de topologias de compensação alternativas às apresentadas na Figura 25 foram preconizadas por diversos autores com o objetivo de aumentar a eficiência e a energia disponível para a carga. O trabalho de Villa et al. (2012) propôs uma topologia alternativa para melhorar os parâmetros do sistema TIP mesmo quando há um grande desalinhamento entre as bobinas. A proposta combina as topologias SS e SP, resultando numa compensação com três capacitores série-paralelo-série (SPS), sendo dois capacitores no primário e um no secundário. A compensação SPS, se comparada a SS, transfere a mesma potência para carga mesmo para um desalinhamento de 25% da largura da bobina receptora.

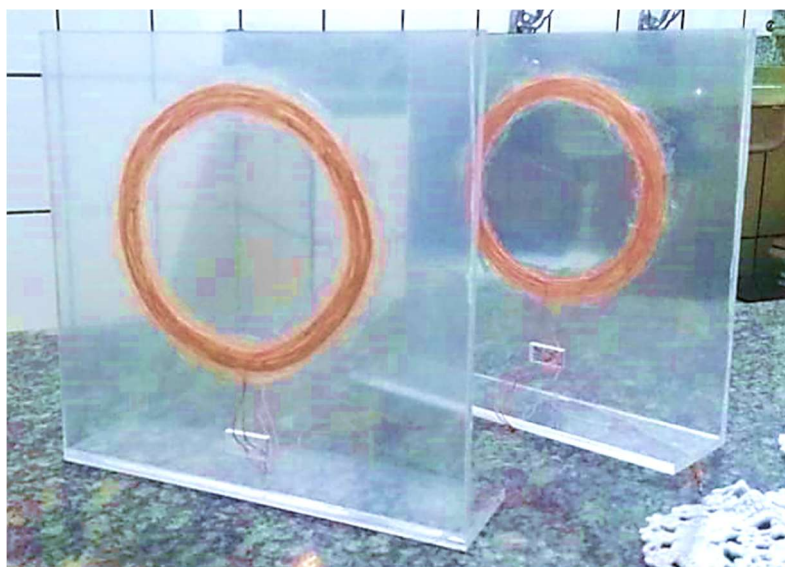
Em Azambuja (2012) foi proposta uma topologia de compensação com quatro capacitores. Os resultados para essa configuração apresentaram um desempenho 20% melhor, do ponto de vista de potência e eficiência, do que as topologias tradicionais com dois capacitores. Murliky (2017) também propôs uma topologia de compensação com quatro capacitores na configuração PSSP, dois no primário e dois no secundário. A metodologia proposta tem o objetivo de rastrear a máxima potência entregue à carga variando os valores da frequência e da capacitância em série no primário conforme a variação do desalinhamento entre as bobinas, assim como ocorre quando o receptor está em movimento em relação ao emissor. Os resultados mostram que o método proposto mantém o fator de acoplamento k constante para diferentes alinhamentos entre as bobinas.

4 RESULTADOS E ANÁLISES

Para verificar se os resultados da simulação utilizando o método de elementos finitos (FEM) reflete o comportamento do protótipo foi projetado um sistema de bobinas em 3D no software de simulação Ansys Maxwell, que utiliza ferramentas de análise de elementos finitos, com os mesmos parâmetros do modelo real.

O modelo real, Figura 27, utiliza o par de bobinas circulares e idênticas. Cada uma possui 12 espiras com 100mm de diâmetro interno, 120mm de diâmetro externo e foi construído com Fio Litz 41AWG com 20 filamentos. O resumo dos parâmetros construtivos do sistema de bobinas está na Tabela 22.

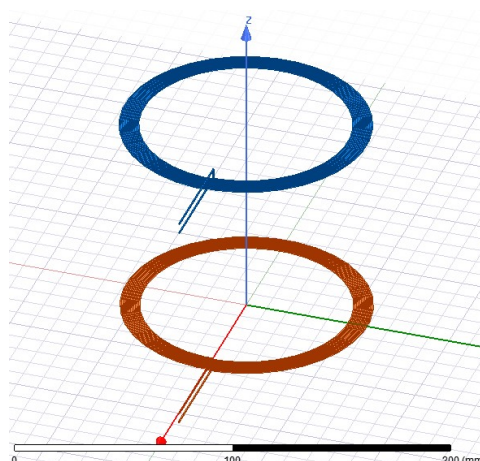
Figura 27 - Sistema de bobinas circulares do protótipo



Fonte: Imagem cedida por Macklyster L. S. S. de Lacerda.

O sistema da Figura 28 foi construído em 3D no software Ansys Maxwell com base na estrutura da Figura 27 com 12 espiras, condutor de cobre e diâmetro interno da bobina de 100mm e diâmetro externo de 118,44mm. A espessura enrolamento é de 9,22mm. Para a simulação foi utilizada a corrente de excitação de 3A, corrente máxima fornecida pela fonte do modelo real, e o condutor do tipo cabo, simulando um fio Litz. Em função de limitações computacionais o condutor utilizado na estrutura da simulação tem perfil quadrado enquanto o protótipo utiliza um condutor cilíndrico.

Figura 28 – Modelo em 3D do sistema de bobinas utilizado na simulação, emissor na cor laranja e receptor na cor azul.



Fonte: Elaborado pela autora com gráfico da simulação.

Tabela 22 - Parâmetros do sistema de bobinas simulado e do protótipo

Parâmetro	Valores Simulação	Valores Protótipo
Número de Espiras $N1=N2$	12	12
Diâmetro interno ($b1=b2$)	100mm	100mm
Diâmetro externo ($\varnothing = a1=a2$)	118,44mm	120mm
Espessura Enrolamento ($r1=r2$)	9,22mm	10mm
Distância entre as bobinas (D)	10-150mm	10-150mm
Material do Condutor	cobre	cobre
Tipo de condutor (sólido/cabo)	cabo	cabo
Perfil do condutor	Quadrado	Cilíndrico
Corrente de Excitação	3A	3A

Fonte: Elaborado pela autora.

Para verificar o efeito da variação da distância entre as bobinas no valor do fator de acoplamento k , o sistema de bobinas foi simulado para quinze diferentes distâncias D , variando entre 10mm e 150mm, com passos de 10mm. O gráfico gerado pelo software de elementos finitos com os resultados está apresentado na Figura 29.

Segundo a literatura o valor da distância D deve ser uma fração do diâmetro da bobina, pois o fator de acoplamento k cai exponencialmente com o aumento de D , o que compromete a capacidade de transferência de potência do sistema (BANDYOPADHYAY et al., 2018). Essa relação exponencial entre k e D é verificada no gráfico da Figura 29. Além disso, a relação entre o diâmetro das bobinas e a

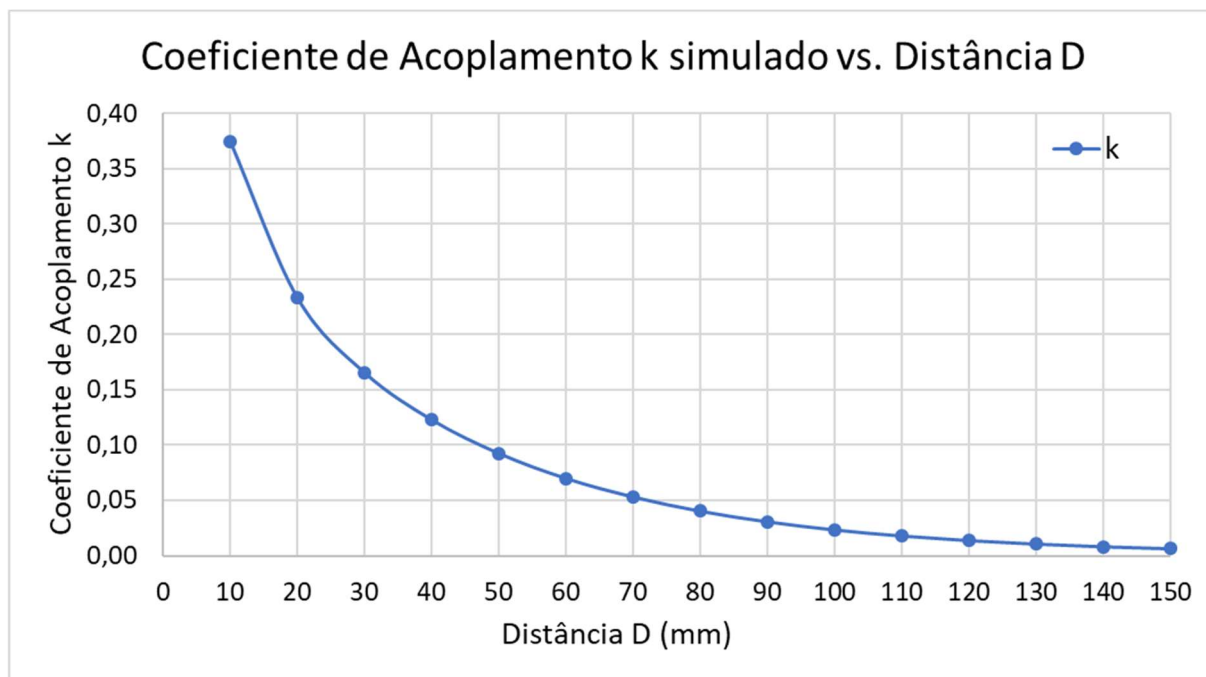
distância entre elas está dentro da faixa de 2 a 3 somente em $D=40\text{mm}$ e $D=50\text{mm}$. A Tabela 23 resume os parâmetros do sistema de bobinas do protótipo.

Tabela 23 - Parâmetros do Circuito do Protótipo

Parâmetro	Valores Protótipo
Frequência de Ressonância f_0	125kHz
Tensão na Fonte (V_f)	3V
Indutância do Primário L_1	29uH
Indutância do Secundário L_2	29uF
Topologia de Compensação	SS
Capacitância do Primário C_1	46.8nF
Capacitância do Secundário C_2	46.8nF
Resistência da Carga R_L	RL1 = 15,7 Ω RL2 = 46,4 Ω RL3 = 69,4 Ω RL4 = 92,7 Ω RL5 = 138,8 Ω

Fonte: Tabela elaborada pela autora com dados do protótipo e da simulação.

Figura 29 - Cálculo do valor de k para diferentes distâncias entre as bobinas.



Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

O valor das indutâncias das bobinas foi calculado pelo software de elementos finitos e tanto a indutância da bobina primária (L_1) quanto a indutância da secundária

(L_2) ficaram muito próximas dos valores das bobinas do protótipo que é de 29 μ F. Os resultados da simulação estão apresentados na Tabela 24.

Tabela 24 - Resultado da simulação para diferentes distâncias D entre as bobinas.

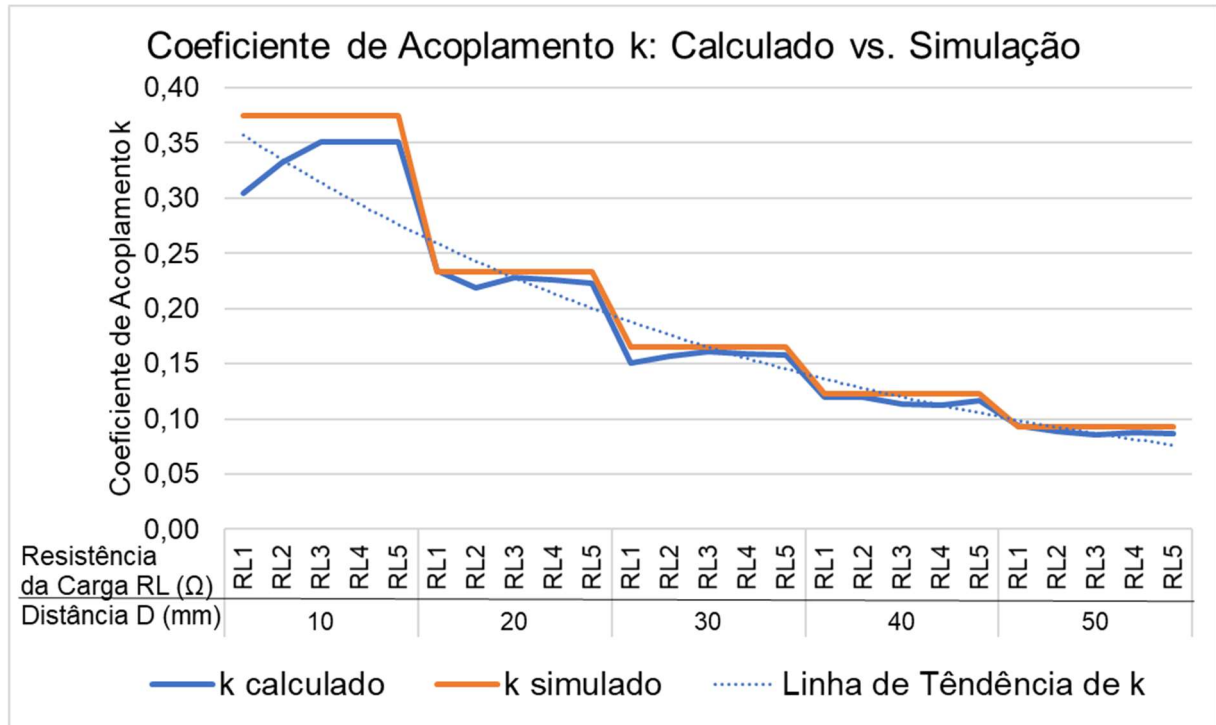
D (mm)	\emptyset/D	k	L_1 (μ H)	M (μ H)	L_2 (μ H)
10	11,80	0,374333	23,505664	8,796869	23,494612
20	5,90	0,233028	26,263669	6,119238	26,255760
30	3,93	0,165571	27,995580	4,637924	28,027711
40	2,95	0,122956	29,118983	3,579780	29,109693
50	2,36	0,092555	29,865012	2,764779	29,878582
60	1,97	0,069993	30,403977	2,128742	30,423239
70	1,69	0,053143	30,742183	1,633898	30,748721
80	1,48	0,040348	31,017034	1,251684	31,027550
90	1,31	0,030692	31,208152	0,958187	31,230290
100	1,18	0,023395	31,335505	0,733686	31,386077
110	1,07	0,017872	31,472152	0,562398	31,464943
120	0,98	0,013689	31,532368	0,431892	31,569476
130	0,91	0,010520	31,596602	0,332409	31,599723
140	0,84	0,008111	31,634036	0,256559	31,631202
150	0,79	0,006267	31,676479	0,198626	31,715416

Fonte: Tabela elaborada pela autora com dados da simulação.

A Figura 30 compara o valor de k calculado a partir das medições do protótipo com o valor de k da simulação para os cinco valores de carga testados no protótipo, conforme dados da Tabela 23 e da Tabela 24. Conforme esperado, k decai exponencialmente com o aumento da distância D. A comparação entre o coeficiente de acoplamento da simulação (pelo método dos elementos finitos) e o valor de k calculado a partir dos dados de medição do protótipo, e utilizando a equação (42), mostra que, para o parâmetro k, a simulação apresenta resultados muito próximos aos do protótipo. O valor de k não varia com a carga R_L , por isso para a mesma distância D seu valor é constante para diferentes valores da resistência da carga (de R_{L1} a R_{L5}).

A seleção dos parâmetros do sistema TIP depende de vários aspectos, o aumento da frequência de operação, por exemplo, melhora o fator de qualidade, entretanto uma frequência maior também aumenta as perdas no chaveamento. Na potência nominal, Q_2 é constante apenas quando o circuito conta com um retificador (LIN; COVIC; BOYS, 2015), o que se aplica ao sistema TIP desse trabalho.

Figura 30 - Influência da distância D no valor do coeficiente de acoplamento k



Fonte: Elaborado pela autora com dados do protótipo e da simulação.

A partir dos dados da simulação (Tabela 24) e do protótipo, o fator de qualidade Q_2 foi calculado para os dois modelos e os valores traçados no gráfico da Figura 31. Para o cálculo de Q_2 da simulação, considerando que as bobinas estão concêntricas e a compensação é do tipo SS, foi utilizada a equação do fator de qualidade para essa topologia disponível na Tabela 4 e transcrita a seguir.

$$Q_2(\omega_o) = \frac{\omega_o L_2}{R_2} \quad (46)$$

Onde ω_o é um parâmetro de projeto, nesse caso foi considerada a mesma frequência de operação do protótipo, 125kHz. A autoindutância L_2 foi calculada pelo software de elementos finitos para diferentes valores da distância D, conforme dados da Tabela 24. R_2 foi calculado a partir dos dados da simulação. Para calcular o valor de Q_2 do protótipo foi utilizada a equação (42).

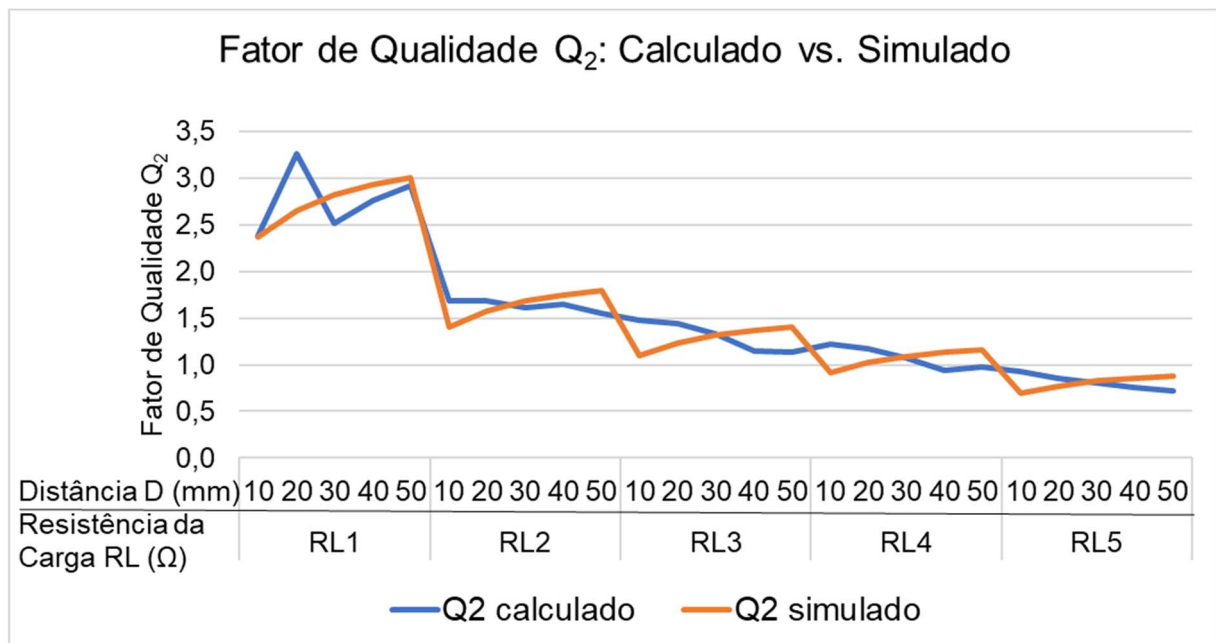
$$P_2(\omega_o) = \omega_o I_1^2 L_1 k^2 Q_2 \quad (42)$$

Isolando-se a variável Q_2 obtém-se a equação (47).

$$Q_2(\omega_o) = \frac{P_2}{\omega_o I_1^2 L_1 k^2} \quad (47)$$

A curva Q_2 _calculado da Figura 31 foi obtida substituindo os valores das variáveis na equação (47) pelos dados mensurados no protótipo. Os parâmetros calculados a partir dos dados do protótipo e os dados fornecidos pela simulação apresentaram o mesmo comportamento constante, variando ao longo do deslocamento D, com destaque para dois *outliers* para a curva de Q_2 _calculado que podem ter sido ocasionados por condições físicas da medição, como por exemplo algum ângulo ou desalinhamento entre as bobinas não detectado visualmente.

Figura 31 - Fator de Qualidade Q_2 calculado a partir dos dados do protótipo e da simulação



Fonte: Elaborado pela autora com dados do protótipo e da simulação.

Um outro aspecto a ser analisando na Figura 31 o quanto o efeito de proximidade é relevante para o valor de Q nessa simulação, considerando que D é variável. Segundo a literatura, esse efeito contribui com o fator de qualidade e de acordo com o gráfico da Figura 31, o valor de Q cresce com o aumento da distância D entre as bobinas. Segundo Li e Ngo (2018), o efeito de proximidade é proporcional ao cubo do número de espiras (N^3) porque é proporcional ao quadrado do campo magnético, bem como ao comprimento da bobina. Entretanto, para a faixa de frequências utilizadas nos sistemas TIP, o efeito de proximidade é fraco. Além disso,

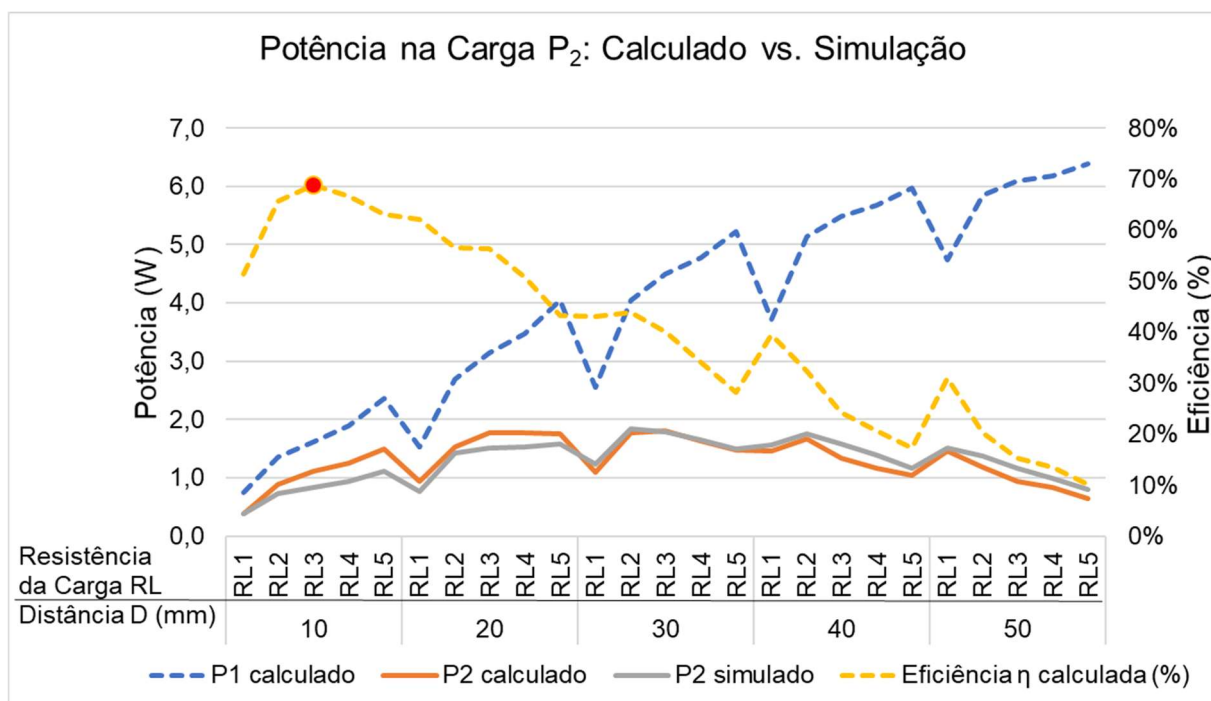
quanto maior o tamanho da bobina, mais espiras são necessárias, o que enfraquece ainda mais o efeito de proximidade. Nas faixas de frequência de 100kHz esse efeito é insignificante, portanto, para a frequência de 125kHz utilizada nos modelos analisados neste trabalho o efeito de proximidade pode ser desprezado.

Segundo (BATRA, 2015) o fator de qualidade é inversamente proporcional ao valor refletido da carga no primário, esse comportamento pode ser verificado no gráfico da Figura 31. Quanto maior a resistência da carga, menor o fator de qualidade.

Como o fator Q deve ser menor do que 10 e preferencialmente entre 4 e 6, a largura de banda da frequência fica limitada. Valores grandes para Q implicam em sistemas instáveis e muito sensíveis aos desalinhamentos entre as bobinas (TEJEDA et al., 2017). Na Figura 31 o valor de Q_2 está entre 2,5 e 3, isso implica numa eficiência menor do sistema TIP. No protótipo a eficiência máxima alcançada foi de 68,88% para $D=10\text{mm}$ e $R_L=R_3$, ponto em vermelho na Figura 32. Como esperado, a eficiência $\eta\%$ é inversamente proporcional à distância D . O nível de potência na carga é mantido pelo sistema aumentando-se a corrente no primário.

A eficiência do sistema TIP está diretamente relacionada ao fator de qualidade Q e depende da carga R_L , da resistência refletida da carga e das resistências internas das bobinas (R_1 e R_2). Conforme a equação (46), uma alternativa para aumentar a eficiência é otimizar as bobinas com o objetivo de minimizar R_1 e R_2 (BATRA, 2015).

Figura 32 - Influência da distância D na eficiência η e na potência P_2 entregue na carga R_L

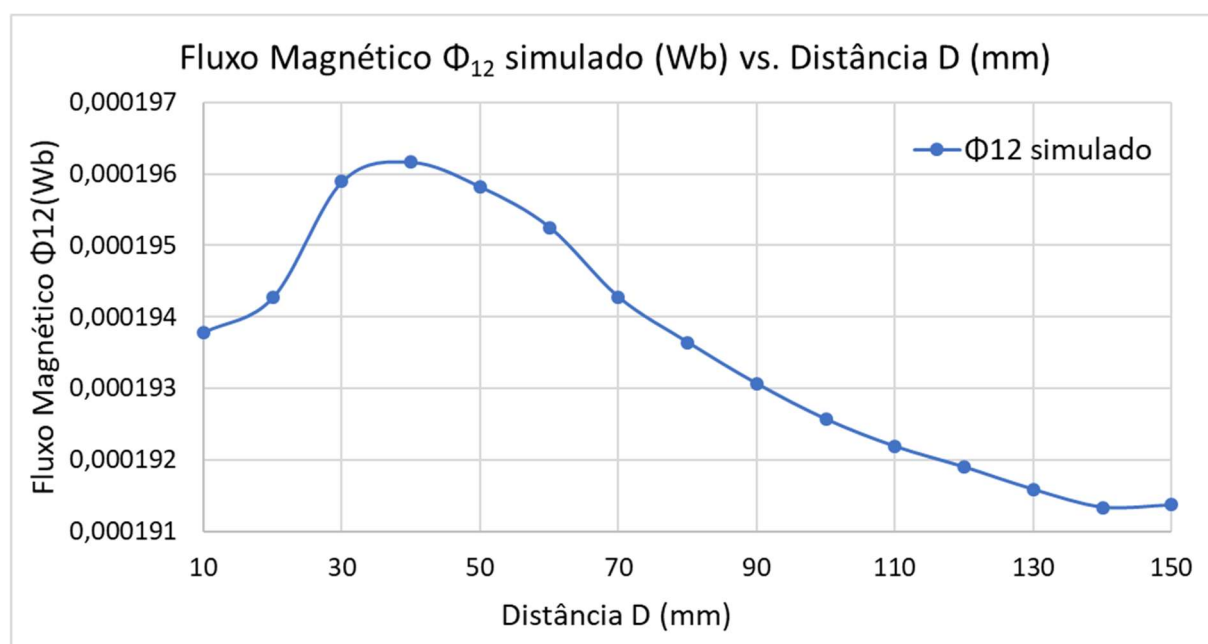


Fonte: Elaborado pela autora com dados do protótipo e da simulação.

Na Figura 32 foram traçadas as curvas da potência do primário (P_1), eficiência η (%) e da potência entregue na carga (P_2) calculada a partir de dados mensurados no protótipo e a potência P_2 calculada a partir dos dados da simulação. A denominação “calculado” e “simulado” indicam, respectivamente, valores calculados a partir de dados mensurados no protótipo e valores calculados a partir de dados da simulação. O comportamento do modelo simulado ficou muito próximo ao do protótipo, o que significa que tanto os dados calculados a partir do método de elementos finitos quanto a partir da equação (42) são suficientes para explicar o comportamento da potência entregue na carga pelo protótipo do sistema TIP. O valor de P_2 aumenta com a distância D até a faixa entre 30-40mm, a partir daí a potência começa a decair com o aumento de D . Isso pode ser explicado pela relação entre D e o fluxo magnético entre as bobinas.

O gráfico da Figura 33 mostra que o fluxo magnético mútuo Φ_{12} varia conforme a distância D sendo crescente até a $D=40\text{mm}$ e decrescente a partir deste ponto. Entre os pontos $D=40\text{mm}$ e $D=60\text{mm}$ a razão entre o diâmetro das bobinas e a distância entre elas varia de 2,95 a 1,93, a partir de $D=60\text{mm}$ a razão é inferior a 2. A eficiência dos sistemas TIP é máxima quando essa razão está entre 2 e 3 o que explica a redução do fluxo magnético a partir de $D=60\text{mm}$.

Figura 33 - Influência da distância D entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3\text{A}$.

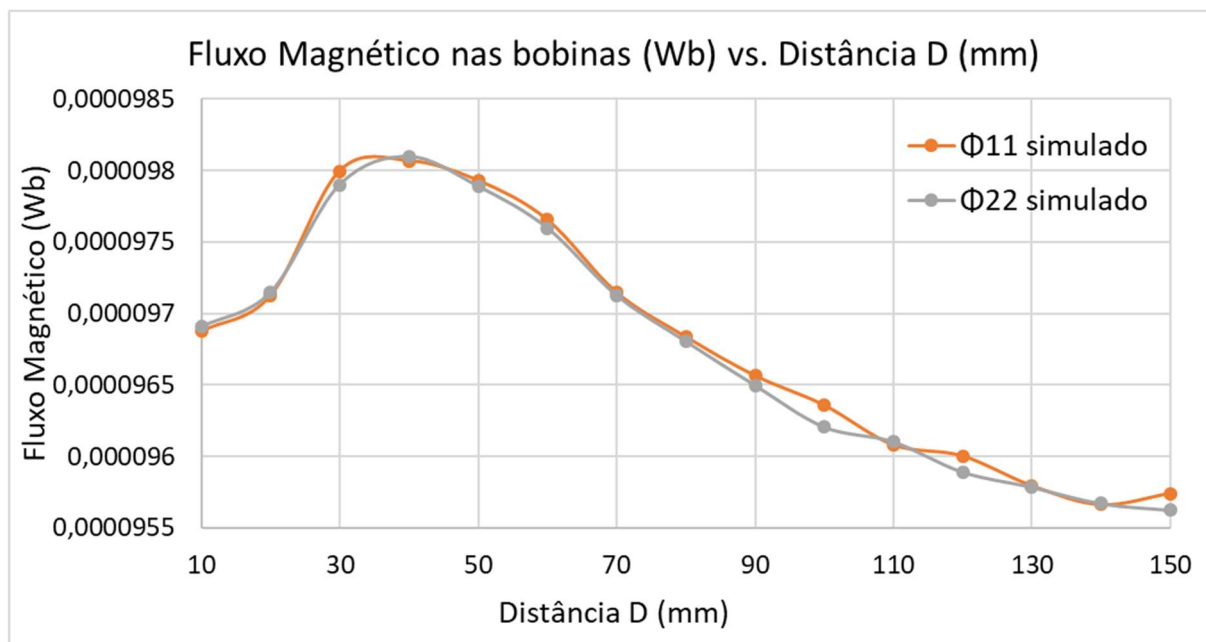


Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

A Figura 34 mostra o fluxo magnético de cada bobina para corrente de excitação de 3A. O valor do fluxo varia proporcionalmente com a corrente e segue o

mesmo comportamento do fluxo mútuo Φ_{12} , resultado confirmado pelas equações (21) e (22) deste trabalho.

Figura 34 - Influência da distância D entre as bobinas no valor do fluxo magnético Φ_{11} (Bobina Emissora) e Φ_{22} (Bobina Receptora) para $I=3A$.



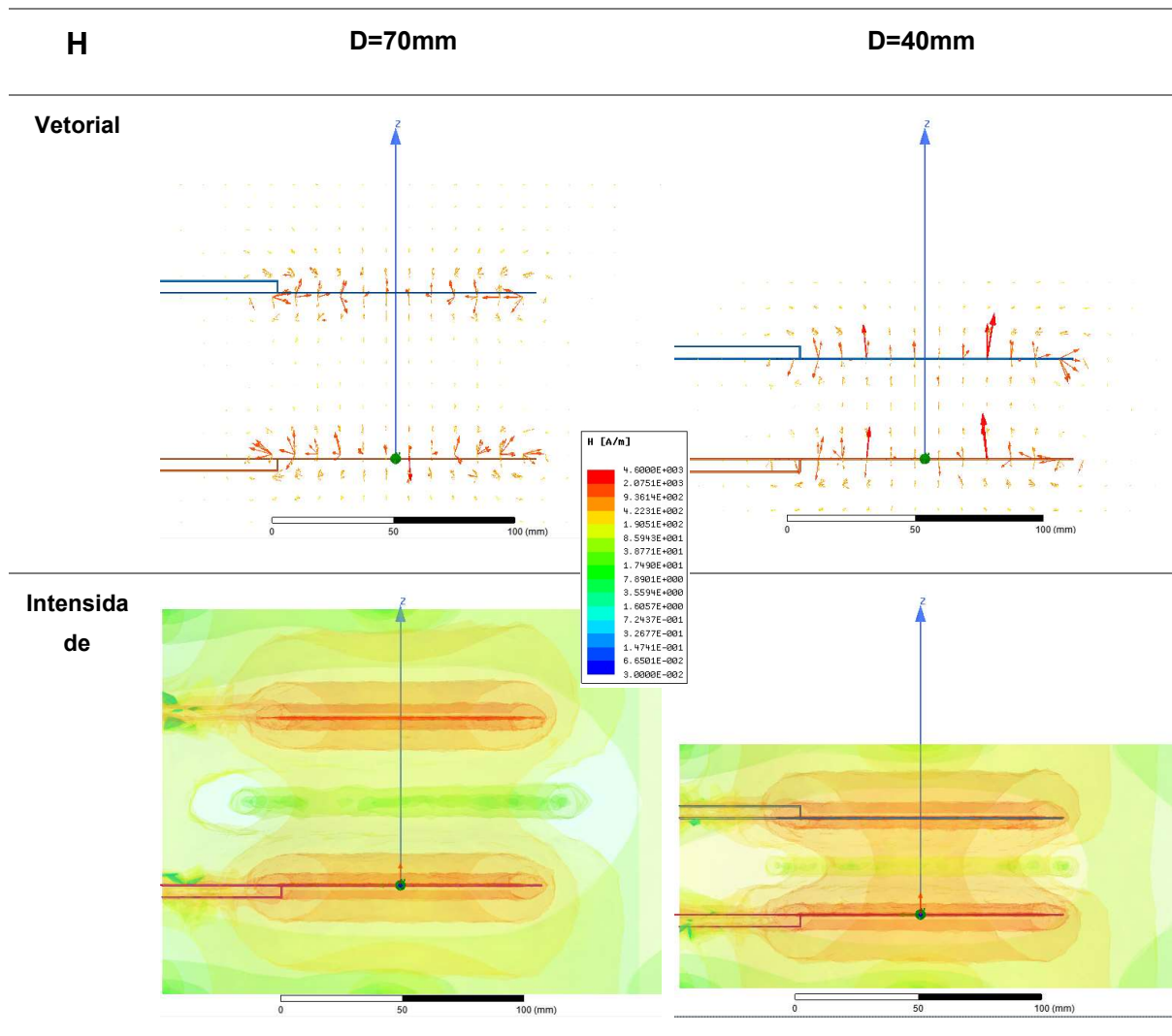
Fonte: Elaborado pela autora com dados da simulação.

A indutância mútua M indica a quantidade de fluxo magnético que chega na bobina receptora, assim, segundo a equação (42), a quantidade de fluxo magnético influencia a quantidade de potência entregue na carga e a eficiência do sistema (LUO; WIE, 2018). Comparando-se a Figura 32 com a Figura 33 verifica-se que a potência é máxima na mesma faixa de distância D que o fluxo atinge o seu máximo.

Na Figura 33 o ponto onde o fluxo magnético é máximo corresponde a distância $D=40mm$. Comparando-se os dois cortes verticais do campo magnético vetorial da Tabela 25 com a nota-se que um número maior de vetores intercepta a superfície da bobina de forma perpendicular, o que explica o comportamento do fluxo magnético no gráfico da Figura 33.

Analisando os vetores do campo magnético da Tabela 25, é possível identificar que o ângulo em que cada um incide sobre a superfície da bobina varia. Para contribuir com o fluxo magnético os vetores devem interceptar as bobinas com um ângulo normal a sua superfície. Por isso, para $D=40mm$ as setas dos vetores, além de um número maior de vetores incidirem perpendicularmente à superfície da bobina, o módulo desses também maior do que os vetores para $D=70mm$.

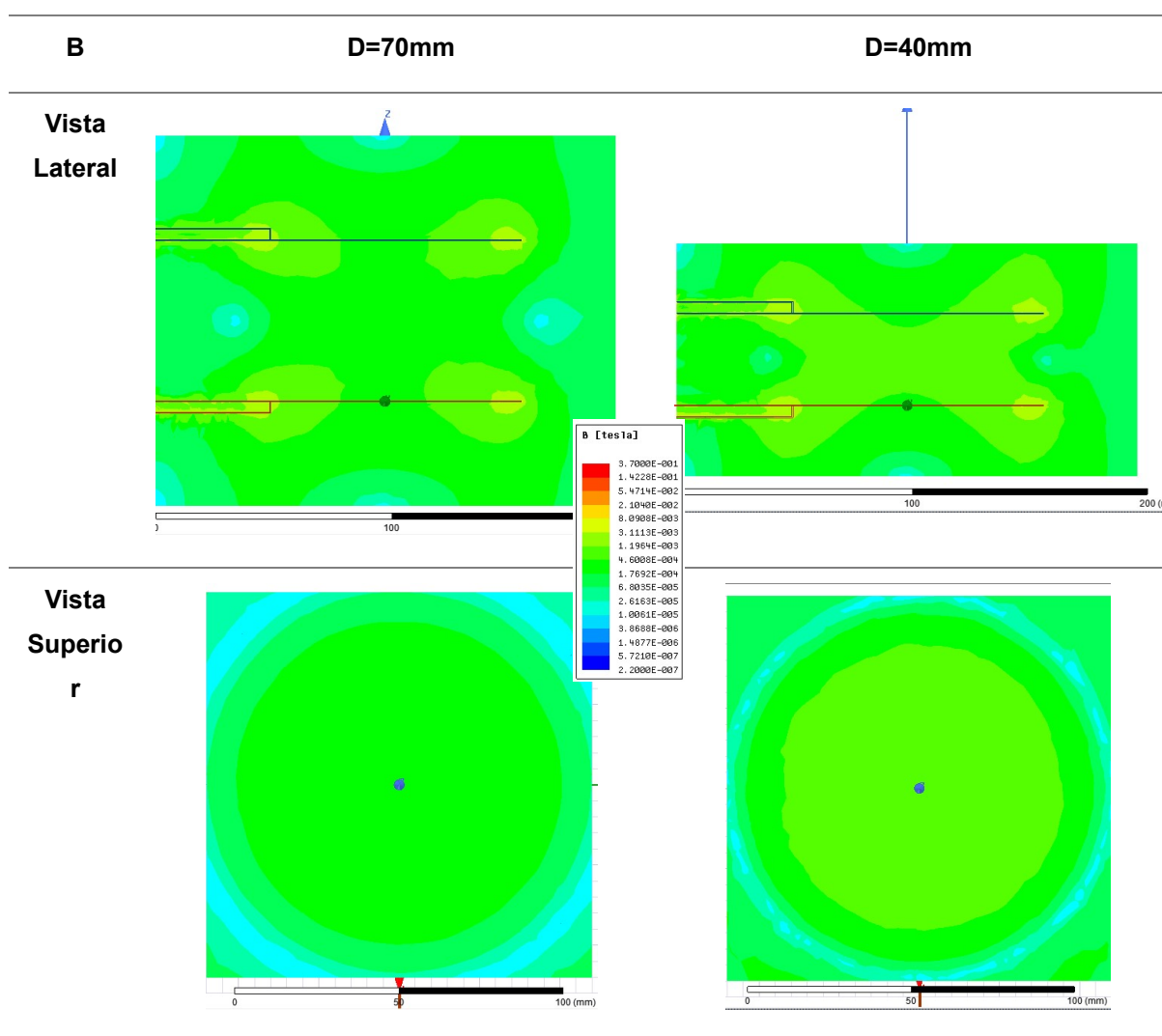
Tabela 25 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito da distância D no campo magnético.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Comparando-se os gráficos do campo magnético para $D=70\text{mm}$ e $D=40\text{mm}$ na Tabela 25 nota-se que além do aumento da intensidade, mais áreas vermelho/laranja, os gráficos também mostram um acoplamento melhor entre as bobinas, o que explica a variação do coeficiente de acoplamento de $k=0,053$, quando $D=70\text{mm}$, para $k=0,123$, quando $D=40\text{mm}$. Como a potência entregue na carga é o quadrado do valor de k , uma variação de 232% no seu valor significa um aumento proporcionalmente maior da potência P_2 .

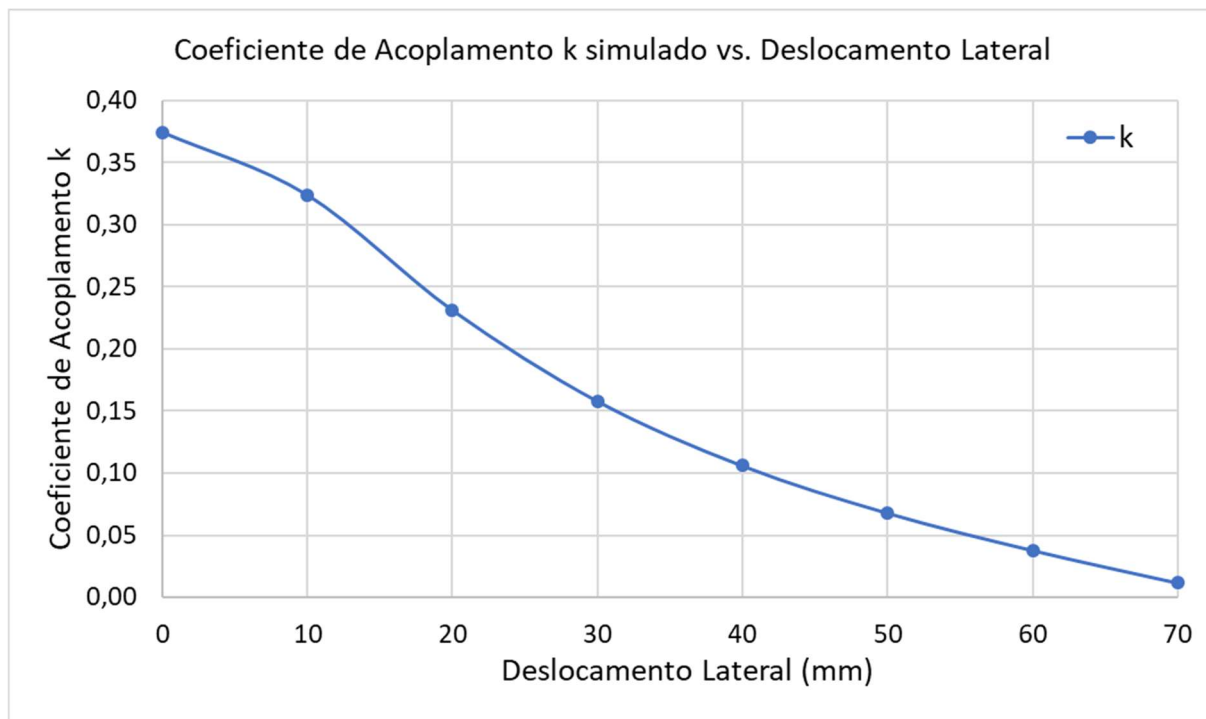
Tabela 26 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito da distância D na densidade do campo magnético B para D=40mm e D=70mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Para verificar o efeito do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fator de acoplamento k o sistema de bobinas foi simulado para sete diferentes valores de deslocamento, variando entre 10mm e 70mm, com passos de 10mm e duas diferentes distâncias entre as bobinas: D=10mm e D=50mm. Os resultados gerados pelo software de elementos finitos quando a distância entre as bobinas igual a D=10mm e a bobina receptora está se deslocando lateralmente no eixo y, em relação a bobina emissora, estão apresentados na Figura 35 e na Tabela 27. Nestas condições, quando o deslocamento é maior do que 10mm, k decai exponencialmente com o aumento do deslocamento horizontal. Mesmo comportamento já observado no deslocamento vertical.

Figura 35 – Influência do deslocamento lateral no valor de k para D=10mm.



Fonte: Elaborado pela autora com gráfico da simulação.

Tabela 27 - Valores de k, L_1 , M e L_2 calculados na simulação para diferentes valores de deslocamento lateral entre as bobinas quando D=10mm

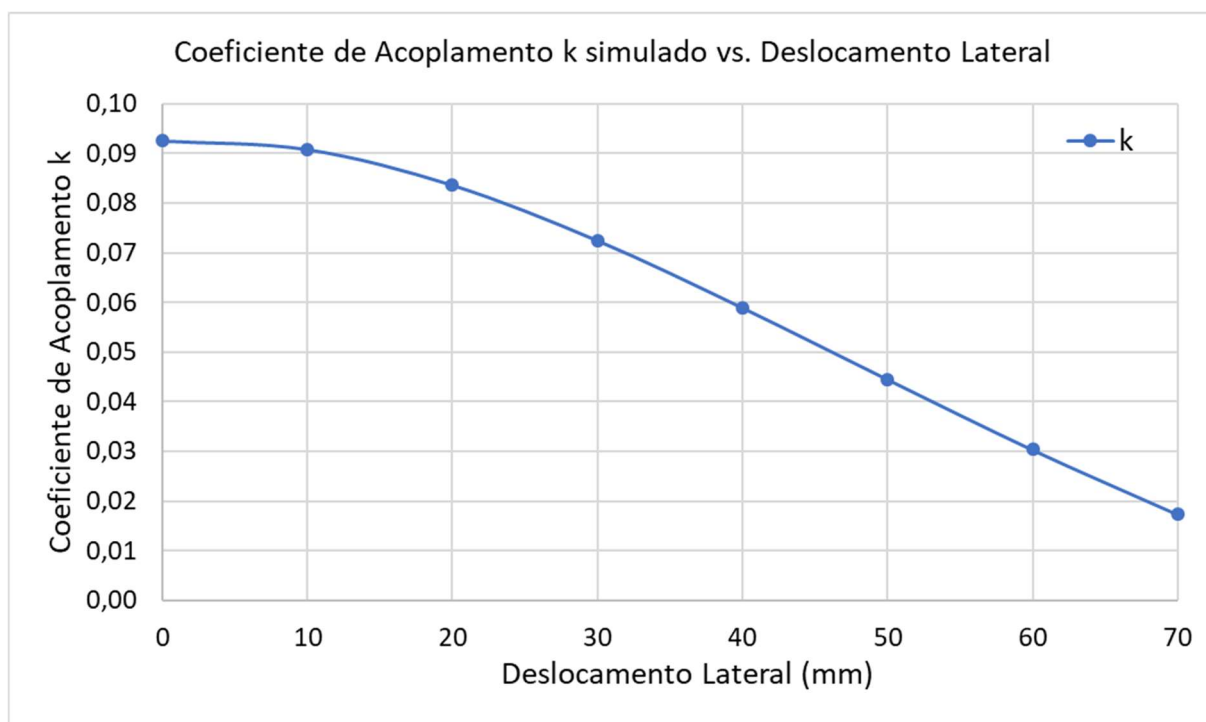
Deslocamento lateral (mm)	k	L_1 (uH)	M (uH)	L_2 (uH)
0	0,374333	23,505664	8,796869	23,494612
10	0,323888	23,503750	7,612807	23,505174
20	0,231277	23,522670	5,441487	23,533302
30	0,158068	23,519278	3,719280	23,540005
40	0,106031	23,530139	2,496186	23,554134
50	0,067989	23,554595	1,601697	23,561427
60	0,038010	23,532914	0,894744	23,546297
70	0,011838	23,556625	0,278842	23,554128

Fonte: Tabela elaborada pela autora com dados da simulação.

A Figura 36 mostra a variação do coeficiente de acoplamento k quando a bobina receptora se desloca lateralmente em relação à emissora e quando D=50mm. No deslocamento horizontal, o valor de k varia pouco até certo ponto do deslocamento vertical. Neste caso, k começa a decrescer mais rapidamente a partir de um deslocamento de 10mm. Isso pode ser explicado pela melhora na distribuição do fluxo

magnético proporcionada pelo deslocamento, favorecendo que mais vetores do campo magnético cruzem a superfície da bobina perpendicularmente.

Figura 36 - Influência do deslocamento lateral no valor de k para $D=50\text{mm}$.



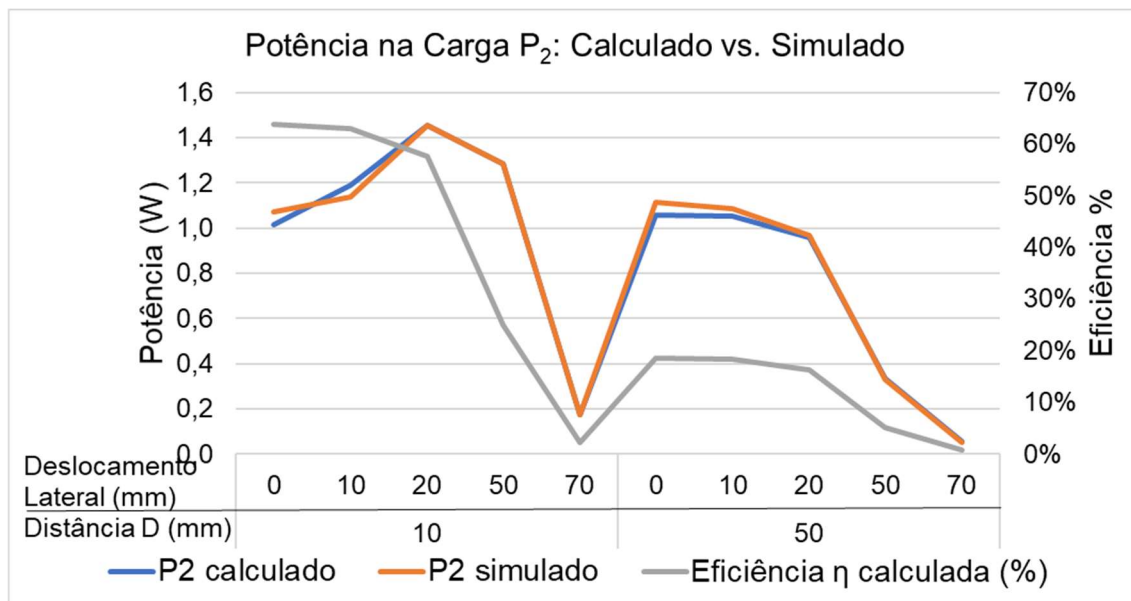
Fonte: Elaborado pela autora com gráfico da simulação.

Tabela 28 - Valores de k , L_1 , M e L_2 calculados na simulação para diferentes valores de deslocamento lateral entre as bobinas quando $D=50\text{mm}$

Deslocamento lateral (mm)	k	L_1 (uH)	M (uH)	L_2 (uH)
0	0,092555	29,865012	2,764779	29,878582
10	0,090843	29,890070	2,714918	29,881701
20	0,083682	29,885168	2,501976	29,912250
30	0,072538	29,886584	2,168966	29,915455
40	0,059002	29,890572	1,764483	29,920578
50	0,044573	29,893801	1,332772	29,923905
60	0,030391	29,888935	0,908877	29,932560
70	0,017374	29,896260	0,519720	29,932560

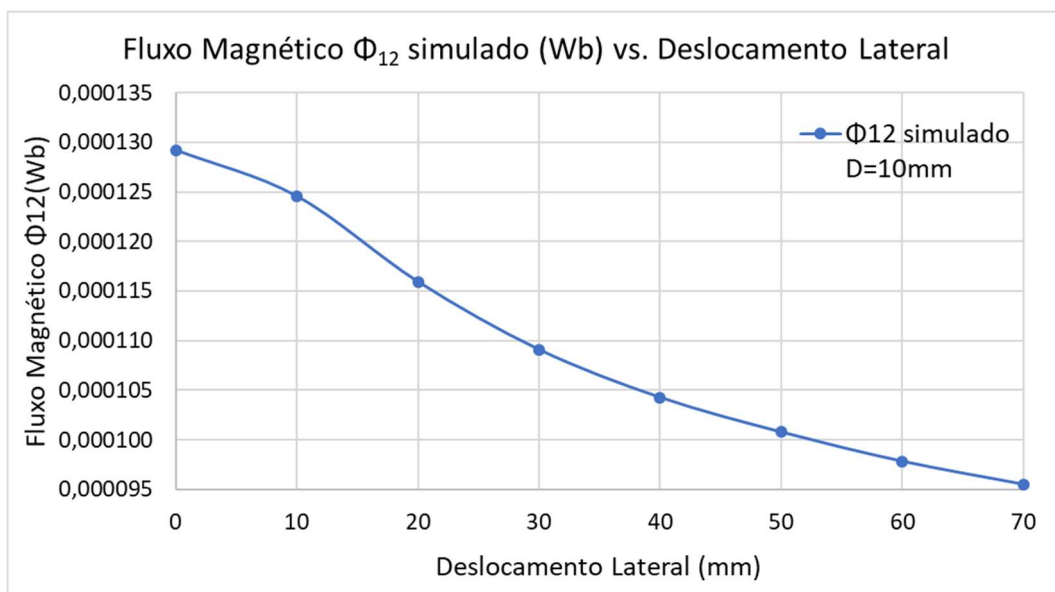
Fonte: Tabela elaborada pela autora com dados da simulação.

Segundo Kim et. al (2013), a eficiência do sistema é proporcional ao coeficiente de acoplamento quando $k < 0,10$. Quando $k > 0,10$ o valor da eficiência não varia em função de k , o que explica o comportamento da eficiência na Figura 37.

Figura 37 - Influência da distância D na eficiência $\eta\%$ e na potência P2 entregue na carga RL

Fonte: Elaborado pela autora com dados do protótipo e da simulação.

O ponto onde o deslocamento lateral é igual a 20mm, marca onde a fronteira da tolerância a deslocamentos do sistema é ultrapassada. A partir desse ponto o nível de potência entregue à carga e a eficiência decaem rapidamente com o aumento do deslocamento. Diferentemente de quando $D=10\text{mm}$, em $D=50\text{mm}$ a eficiência decai mais lentamente a partir do ponto $D=20\text{mm}$, mostrando que o sistema é menos sensível ao deslocamento lateral quando as bobinas estão mais afastadas verticalmente. Quando $D=50\text{mm}$ a razão entre o diâmetro da bobina e a distância entre elas é de 2,36. Para $D=10\text{mm}$ essa razão é igual a 11,8.

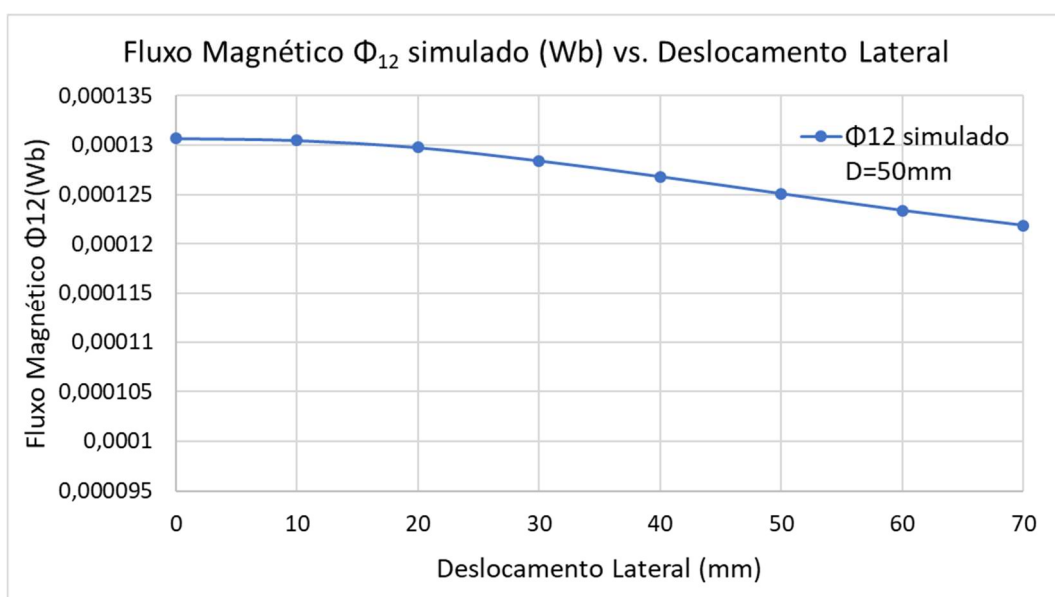
Figura 38 - Influência do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3\text{A}$. $D=10\text{mm}$.

Fonte: Elaborado pela autora com gráfico da simulação.

À medida que a bobina receptora se afasta lateralmente da bobina emissora o fluxo magnético fica menos uniforme o que impacta negativamente no valor da indutância mútua M e consequentemente na quantidade de potência entregue na carga. O fluxo magnético está diretamente relacionado à indutância mútua o que explica a semelhança no comportamento desses parâmetros como pode-se observar comparando-se a Figura 35 e Figura 36 com a Figura 38 e a Figura 39.

Comparando-se os gráficos do fluxo magnético nas condições de desalinhamento vertical, Figura 33, e desalinhamento horizontal, Figura 38 e Figura 39, verifica-se o comportamento do fluxo não é o mesmo. No deslocamento vertical há uma faixa de distância, correspondente as condições em que a distância entre as bobinas é entre duas e três vezes menor do que o diâmetro da bobina, onde a quantidade de vetores perpendiculares às superfícies das bobinas aumenta em função espaço extra oferecido pelo deslocamento. Esse comportamento não é verificado quando há deslocamento horizontal, nesta condição quanto mais desalinhadas as bobinas, mais desalinhados serão os vetores e menor será o fluxo magnético.

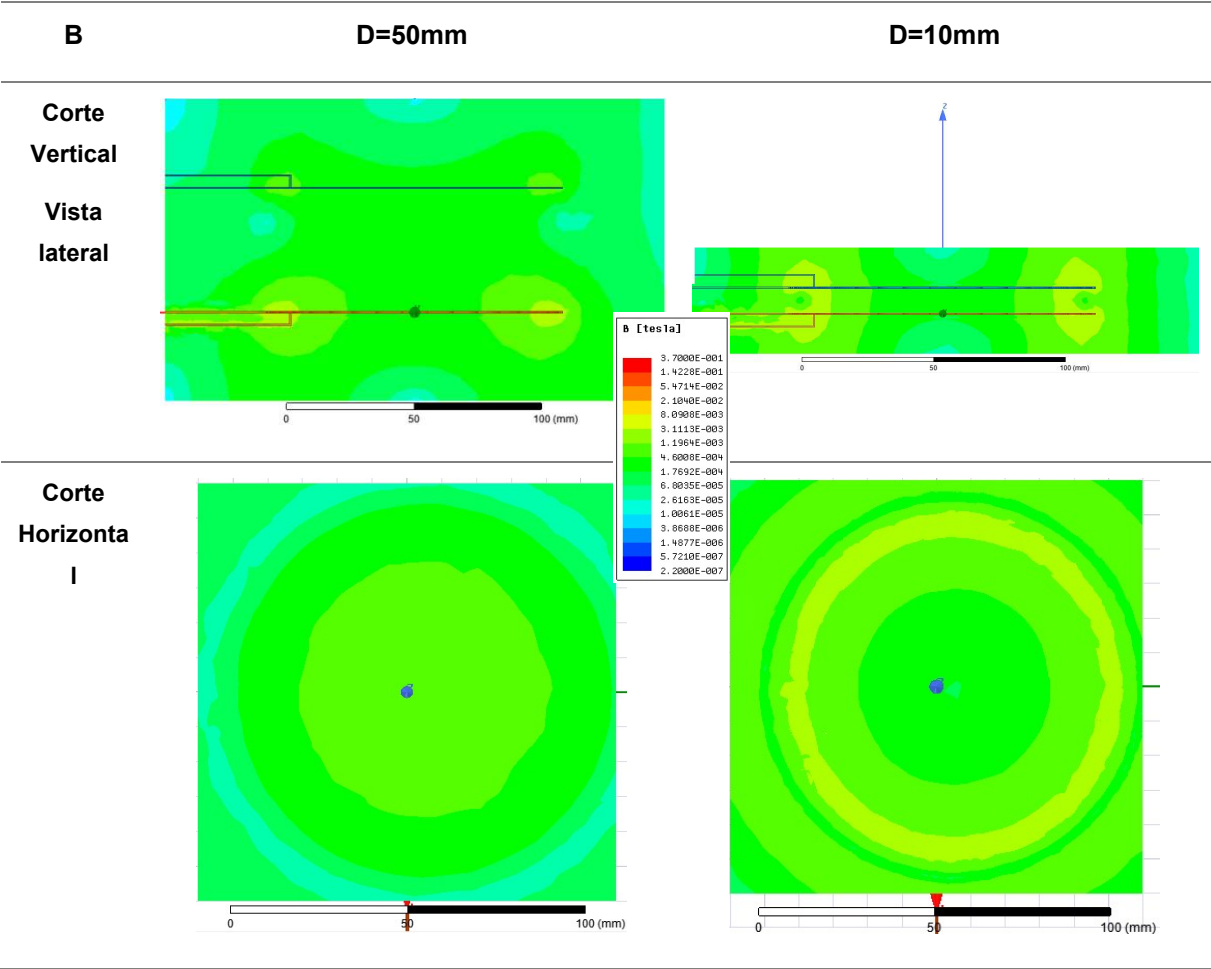
Figura 39 - Influência do deslocamento lateral entre as bobinas no valor do fluxo magnético mútuo Φ_{12} (Entre a Bobina Receptora e Bobina Emissora) para $I=3A$. $D=50mm$.



Fonte: Elaborado pela autora com gráfico da simulação.

Os gráficos da Tabela 29 mostram que em $D=10mm$, apesar do efeito positivo da proximidade entre as bobinas na intensidade, a densidade do campo magnético é menos uniforme do que quando $D=50mm$ para um deslocamento lateral de 10mm.

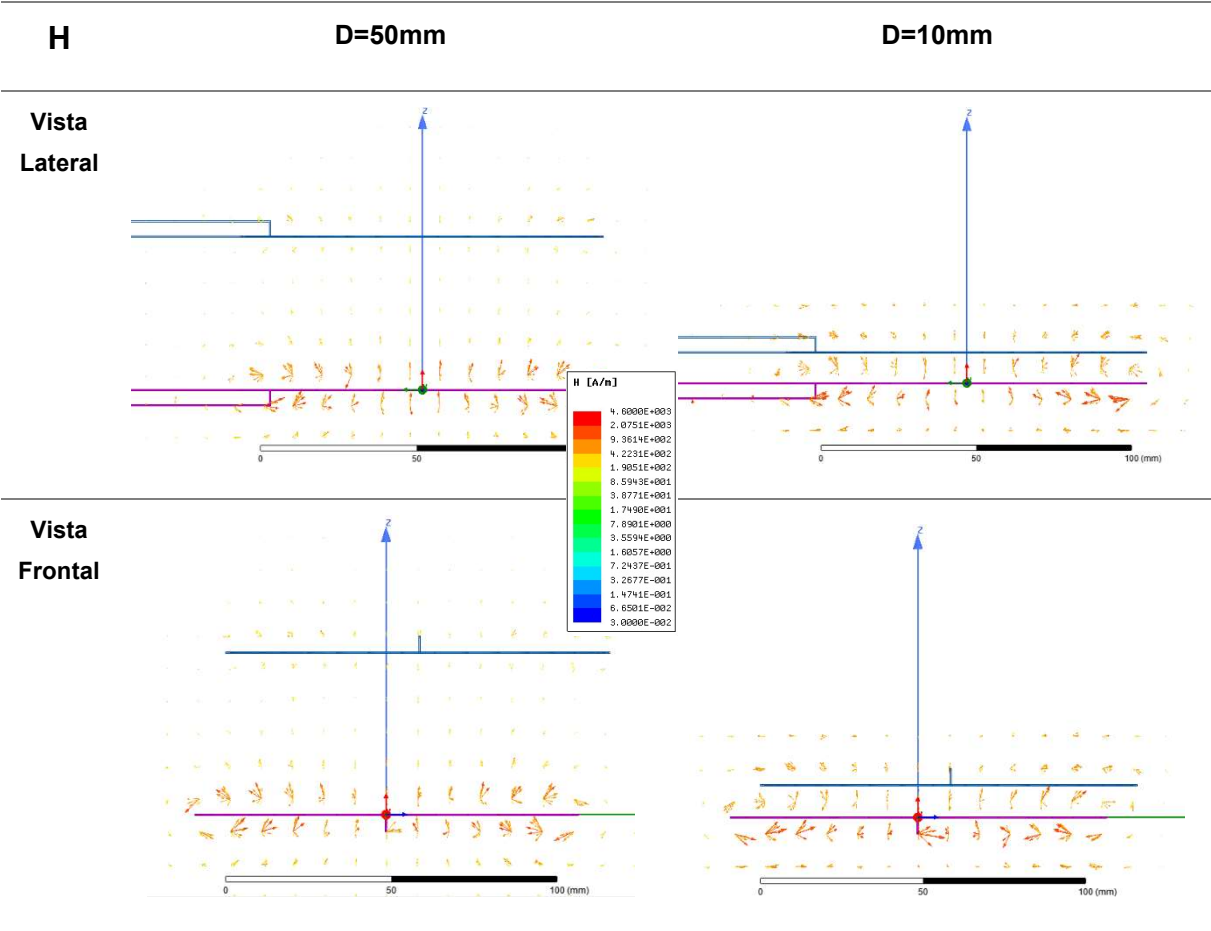
Tabela 29 – Corte vertical do resultado da simulação: Efeito do deslocamento lateral na densidade do campo magnético para distância D entre bobinas igual a 10 e 50mm e deslocamento igual a 10mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A análise dos vetores da Tabela 30 mostra que o deslocamento lateral reduz o número de vetores normais à superfície das bobinas, reduzindo o fluxo magnético e consequentemente o fator de acoplamento k , resultando numa redução da potência transferida. Resultado em linha com o gráfico da Figura 37 que mostra que a medida que as bobinas se afastam, menor é o nível de potência transferida, além disso quando $D=50\text{mm}$ mesmo com um nível de potência menor o sistema é menos sensível aos deslocamentos laterais.

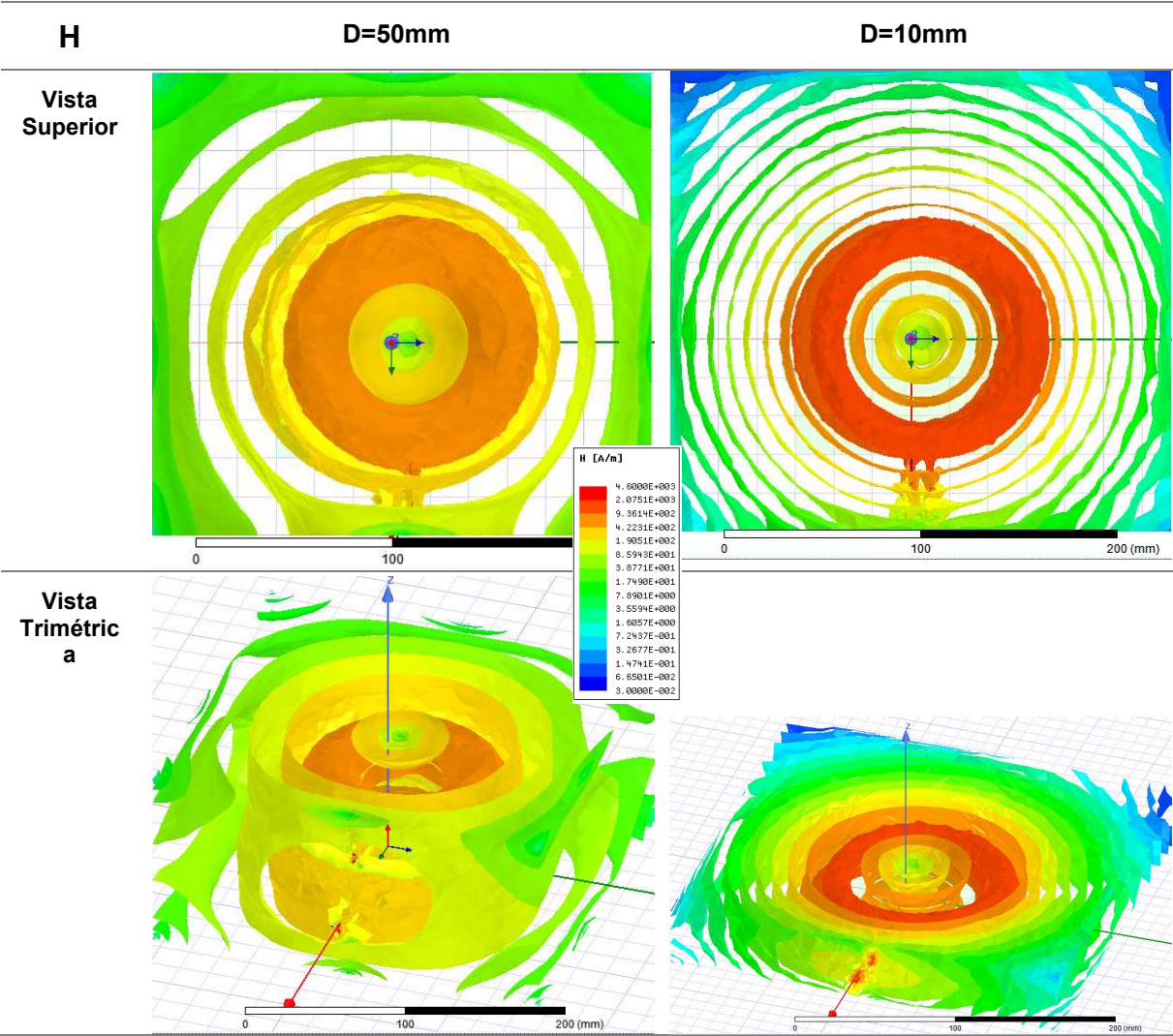
Tabela 30 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento nos vetores campo magnético para D=10mm e 50mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

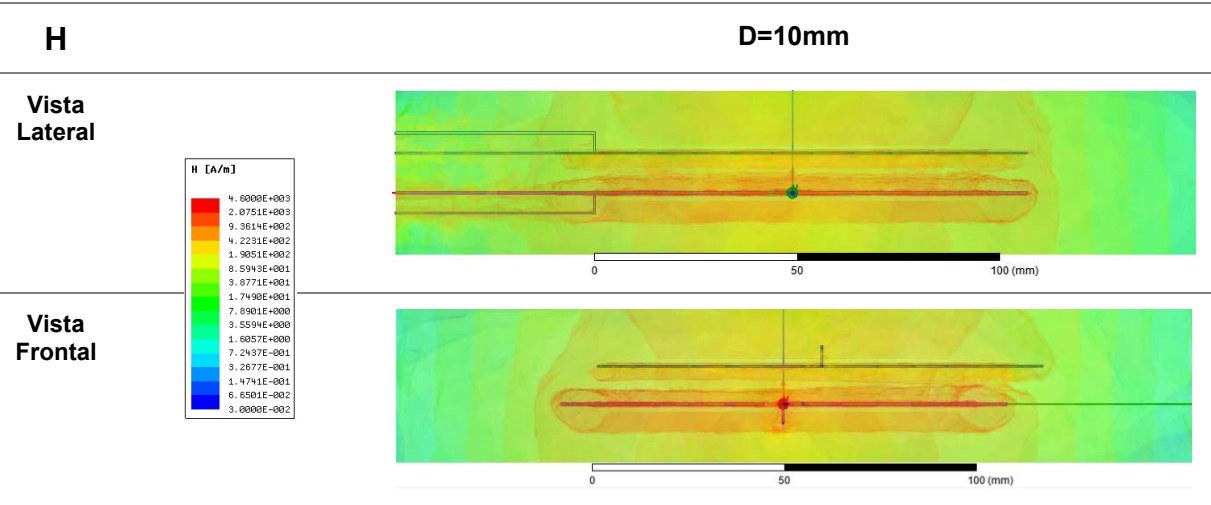
A distribuição do campo magnético em 3D pode ser observada na Tabela 31. As cores indicam a intensidade do campo naquele ponto, assim é possível identificar visualmente que apesar das linhas de estarem mais bem distribuídas quando D=10mm, a distribuição, do ponto de vista de intensidade, é mais uniforme quando D=50mm. O que explica o comportamento do coeficiente de acoplamento k em condições de desalinhamento lateral entre as bobinas.

Tabela 31 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento no campo magnético para D=10mm e 50mm.



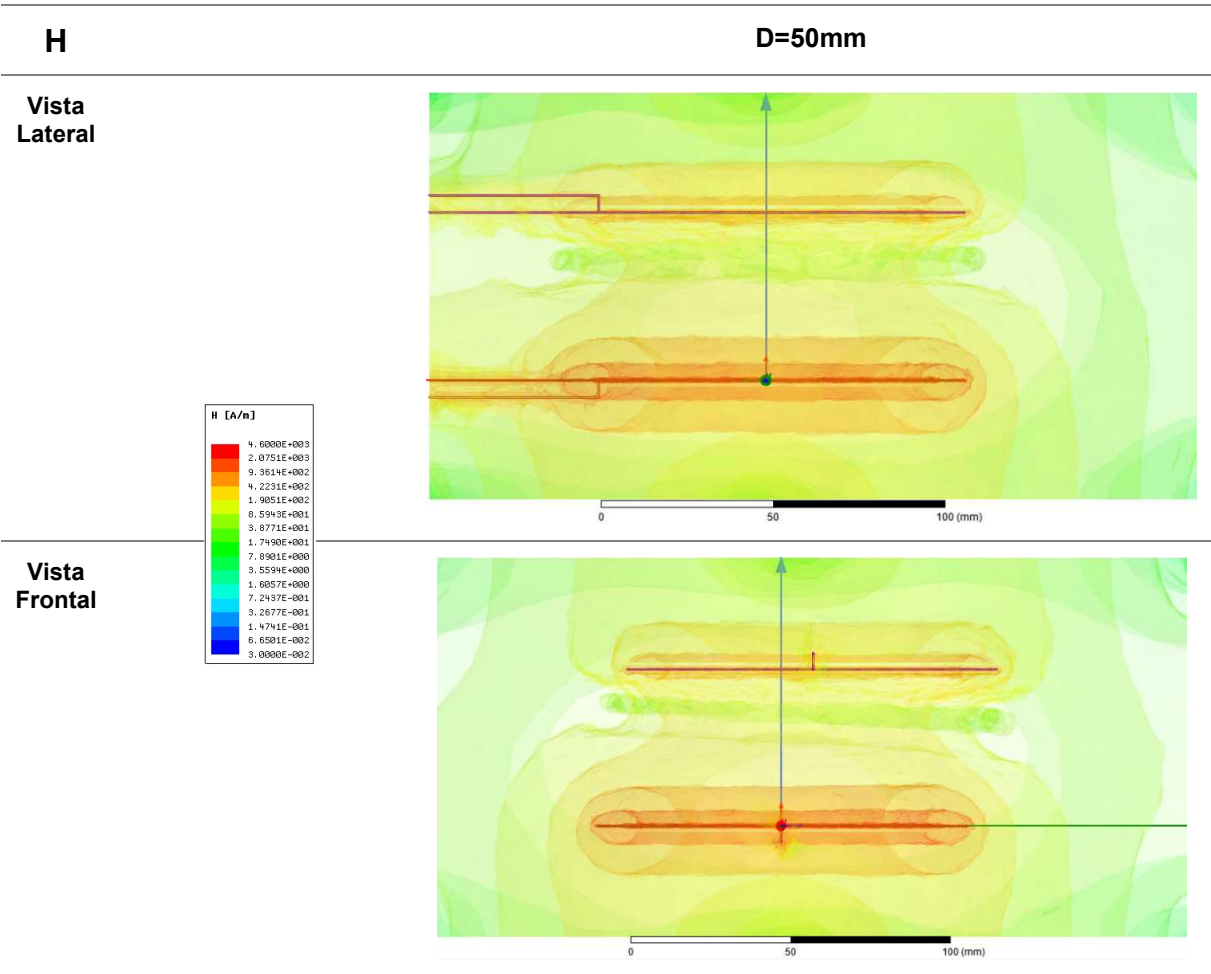
Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Tabela 32 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento lateral no campo magnético. Distância entre as bobinas igual a D=10mm e deslocamento lateral de 10mm.



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

Tabela 33 - Corte vertical do resultado da simulação do efeito do deslocamento lateral no campo magnético. Distância entre as bobinas igual a $D=50\text{mm}$ e deslocamento lateral de 10mm .



Fonte: Tabela elaborada pela autora com gráficos da simulação.

A Tabela 32 mostra o campo magnético em 2D quando $D=10\text{mm}$ e as bobinas estão deslocadas lateralmente em 10mm . Comparando-se com a vista lateral quando $D=50\text{mm}$ (Tabela 33), o campo é mais uniforme, embora seja menos intenso. A vista frontal mostra uma deformação do campo em função do deslocamento, sendo que a deformação ocorre em lados opostos das bobinas.

Os resultados da simulação se mostraram muito aderentes ao comportamento do protótipo o que sugere que o uso de software de elementos finitos não só é adequado para analisar comportamento e calcular os parâmetros dos sistemas TIP como também agrega resultados gráficos que não são possíveis somente analisando o modelo real. Um exemplo é o gráfico da distribuição do campo magnético no espaço, essa informação visual permite identificar mais facilmente a influência de variações no parâmetros do sistema TIP na distribuição do campo. O uso de ferramentas de elementos finitos, portanto, contribui para a redução do tempo de projeto de sistemas de bobinas, além de resultar em sistemas mais eficientes.

5 CONCLUSÕES

O objetivo desse trabalho foi realizar o estudo de transmissão de energia sem fio por meios de campos magnéticos (TIP) utilizando um software de elementos finitos. A comparação entre as bobinas circular e quadrada mostrou que do ponto de vista de eficiência, a escolha da geometria depende da aplicação. Para aplicações de transferência de potência indutiva estática e distâncias entre duas e três vezes o valor do diâmetro das bobinas, a geometria circular transfere níveis maiores de potência. Isso ocorre porque nessas condições o campo magnético é mais uniforme para essa geometria. Em aplicações onde há desalinhamentos espaciais entre as bobinas, os modelos quadrados são mais adequados devido à menor sensibilidade aos deslocamentos do que as circulares.

A geometria da bobina desempenha um papel importante na melhora do desempenho do sistema, além de limitar o fluxo magnético dentro da região desejada de transferência de energia; o que permite um melhor acoplamento do sistema de bobinas. Um outro fator de projeto de sistemas TIP é a escolha da distância D entre as bobinas que deve considerar o nível de potência a ser entregue na carga, o fator de acoplamento e as suas dimensões.

A comparação dos dados do modelo real com os dados da simulação mostrou que o uso de softwares de elementos finitos é adequado para o estudo dos sistemas TIP considerando a aderência dos resultados da simulação aos auferidos no protótipo.

Devido a limitações computacionais não foi possível simular os modelos dos sistemas de bobinas com condutores com perfil cilíndrico como o utilizado na construção das bobinas do protótipo, unir numa única simulação a variação da distância D e do deslocamento entre as bobinas, além da limitação da quantidade de deslocamentos espaciais.

Como sugestão de trabalhos futuros deixa-se:

- 1) Utilizar recursos computacionais mais robustos que permitam aumentar tanto as dimensões quanto a complexidade dos modelos simulados.
- 2) Comparar os resultados das simulações com um protótipo com bobinas quadradas
- 3) Estudar estruturas híbridas e composições de pares de bobinas com geometrias distintas.

- 4) Estudar técnicas de controle de conversores para maximizar a potência entregue na carga nas mais diversas condições de deslocamento espacial das bobinas.
- 5) Estudar a influência do ângulo de deslocamento entre as bobinas
- 6) Estudar topologias de compensação alternativas para maximizar a potência transferida para cada geometria e condições de deslocamento espacial das bobinas.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- AZAMBUJA, R. de. **Avanços no desempenho de circuitos acoplados indutivamente com compensação capacitiva e ajuste de frequência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, p.101. 2012.
- BANDYOPADHYAY, S. et al. Determining Relation Between Size of Polarized Inductive Couplers and Nominal Airgap. In: **2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)**. IEEE, p. 248-255, 2018.
- BARBOSA, C. R. **Estudos de Sistemas de Transferência Indutiva de Potência para Recarga de Baterias**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo. São Carlos, p.122. 2018.
- BATRA, T. **Design of Static Wireless Charging System for Electric Vehicles with Focus on Magnetic Coupling and Emissions**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Department of Energy Technology, Aalborg University. Aalborg, p.169. 2015.
- BI, Z. et al. Plug-in vs. wireless charging: Life cycle energy and greenhouse gas emissions for an electric bus system. **Applied Energy**, v. 146, p. 11-19, 2015.
- BI, Z. et al. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. **Applied Energy**, v. 179, p. 413-425, 2016.
- BUDHIA, M.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3096-3108, 2011.
- BUDHIA, M. et al. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 1, p. 318-328, 2013.
- CIRIMELE, V; FRESCHI, F.; MITOLO, M. Inductive power transfer for automotive applications: State-of-the-art and future trends. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n.5, p. 4069-4079, 2018.
- COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Inductive power transfer. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 6, p. 1276-1289, 2013.

DIEKHANS, T. et al. A systematic comparison of hard-and soft-switching topologies for inductive power transfer systems. In: **2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)**. IEEE, p. 1-8, 2014.

DOLARA, A. et al. Analysis of control strategies for compensated inductive power transfer system for electric vehicles charging. In: **2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (IEEEIC/I&CPS Europe)**. IEEE, p. 1-6, 2017.

ESTEBAN, B.; SID-AHMED, M.; KAR, N. C. A comparative study of power supply architectures in wireless EV charging systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6408-6422, 2015.

FERNANDES, R. C. **Elementos magnéticos fracamente acoplados para aplicação em transferência indutiva de potência: procedimento e critérios de projeto, análise de sensibilidade e condições de bifurcação**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo. São Carlos, p.221. 2015.

FERRARO, L. **Design and control of inductive power transfer system for electric vehicle charging**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica e Tecnologia da Informação - Universidade de Toulouse. Paris, p.143. 2017.

HADLEY, F. Goodbye wires! MIT News, 07 jun. 2007. Disponível em: < <http://news.mit.edu/2007/wireless-0607> > Acesso em 15 jan. 2019.

GODOY, R. B., et al. Wireless charging system with a non-conventional compensation topology for electric vehicles and other applications. **Eletrônica de Potência**, v. 21, n. 1, p. 42-51, 2016.

IORDACHE, M. et al. New Aspects on the Frequency Splitting and Bifurcation Phenomena in Wireless Power Transfer Systems. **Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series**, n. 40, p. 46-53, 2016.

KALWAR, K. A.; AAMIR, M.; MEKHILEF, S. Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging—A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 47, p. 462-475, 2015.

KAZMIERKOWSKI, M. P, MORADEWICZ, A. J. Unplugged But Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 6, n. 4, p. 47-55, 2012.

KIM, Jiseong et al. Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 6, p. 1332-1342, 2013.

KURS, A. et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. **Science**, v. 317, n. 5834, p. 83-86, 2007.

LI, W. **High efficiency wireless power transmission at low frequency using permanent magnet coupling**. Dissertação (*Master of Applied Science in The Faculty of Graduate Studies - Engineering Physics*) – The University of British Columbia. Vancouver, p. 162. 2009.

LIN, F. Y; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Evaluation of magnetic pad sizes and topologies for electric vehicle charging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6391-6407, 2015.

LU, M.; NGO, K. D. T. Systematic Design of Coils in Series–Series Inductive Power Transfer for Power Transferability and Efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3333-3345, 2018.

LUO, Z.; WEI, X. Analysis of Square and Circular Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 331 – 341, 2018.

MCLYMAN, Colonel Wm T. Transformer and inductor design handbook. CRC Press, 2016.

MURLIKY, L. **Estudo de compensação de desalinhamentos de bobinas em um sistema de transmissão de energia sem fios**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, p.77. 2017

PATIL, D. et al. Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 4, n. 1, p. 3-37, 2018.

PESCHIERA, B.; WILLIAMSON, S. S. Review of inductive power transfer technology for electric and plug-in hybrid electric vehicles. In: **IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, p. 4672-4677, 2013.

PETERS, J. **Design of High Quality Factor Spiral Inductors in RF MCM-D**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Ciência da Computação) – Departamento de Engenharia Elétrica e Ciência da Computação, Massachusetts Institute of Technology. Cambridge, p.90. 2004

PETRY, C. A. Circuitos Magnéticos e Acoplamento Magnético. Disponível em:< http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Retificadores/2007_1/Aula_09.pdf>. Acesso em: 20 jan 2019.

PICHORIM, S. F., ABATTI, P. J. Design of Coils for Millimeter- and Submillimeter-Sized Biotelemetry. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 51, n. 8, p. 1487-1489, 2004.

SALLÁN, J. et al. Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.56, n.6, p. 2140-2149, 2009.

SERGEANT, P.; VAN DEN BOSSCHE, A. Inductive coupler for contactless power transmission. **IET Electric Power Applications**, v. 2, n. 1, p. 1-7, 2008.

TEJEDA, A. et al. Ferrite-less circular pad with controlled flux cancelation for EV wireless charging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8349-8359, 2017.

VILLA, Juan L. et al. High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 945-951, 2012.

VENUGOPAL, P., et al. Roadway to self-healing highways with integrated wireless electric vehicle charging and sustainable energy harvesting technologies. **Applied Energy**, v. 212, p.1226-1239, 2018.

YILMAZ, M., KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.28, n.5, p. 2151-2169, 2013.

YINLIANG, D.; YUANMAO, S.; YOUNGANG, G. Design of coil structure achieving uniform magnetic field distribution for wireless charging platform. In: **2011 4th**

International Conference on Power Electronics Systems and Applications.

IEEE, p. 1-5, 2011.

WANG, C.-S.; COVIC, G. A; STIELAU, O. H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 51, n. 1, p.148–57, 2004.

WANG, C.-S.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 52, n. 5, p. 1308-1314, 2005.

WIPO. World Intellectual Property Organization. Disponível em:<
<https://patentscope.wipo.int/search/pt/result.jsf> >. Acesso em: 16 Abr. 2019.